

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 11186991 A

(43) Date of publication of application: 09 . 07 . 99

(51) Int. Cl. H04J 13/04
H04B 1/16

(21) Application number: 09355907

(22) Date of filing: 24 . 12 . 97

(71) Applicant: NTT MOBIL COMMUN NETWORK
INC

(72) Inventor: FUKUMOTO AKIRA
SAWAHASHI MAMORU

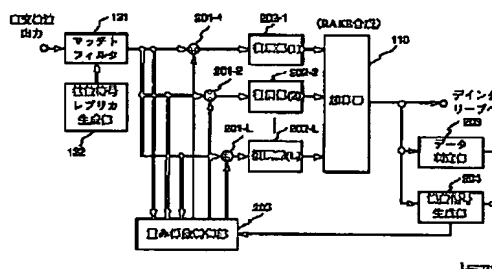
(54) RAKE RECEIVER BY DIRECT SPREAD CDMA
TRANSMISSION SYSTEM

COPYRIGHT: (C)1999,JPO

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To apply rake synthesis to multi-path signals by reducing the effects of signals including noises and interference components only.

SOLUTION: A base-band spread modulation signal is given to a matched filter 131. The matched filter 131 uses an output of a spread code replica generating section 132 for applying inverse spreading to the spread modulation signal. The matched filter 131 outputs inverse spread signals in L sets of timings. The respective signals are multiplied with respective weight coefficients, corresponding to respective outputs of a weight coefficient control section at a multiplier 201. The output of the multiplier 201 is demodulated by a demodulation section 202 and the demodulated signal is subject to synthesis at an adder 118. The signal subject to synthesis is given to a data discrimination section 203, where the data are discriminated. A weight coefficient control section 205 uses an error signal from an error signal generating section 204 and the inverse spread signal from the matched filter to determine respective weight coefficients through the control to minimize error signals.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-186991

(43)公開日 平成11年(1999)7月9日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

FI

H O 4 J 13/04

H04J 13/00

G

H04B 1/16

H04B 1/16

z

審査請求 未請求 請求項の数 8 OL (全 30 頁)

(21)出願番号 特願平9-355907

(22)出願日 平成9年(1997)12月24日

(71)出願人 392026693

エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号

(72) 発明者 福元 曉

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・

ティ・ティ移動通信網株式会社内

(72)発明者 佐和橋 銜

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ。

ティ・ティ移動通信網株式会社内

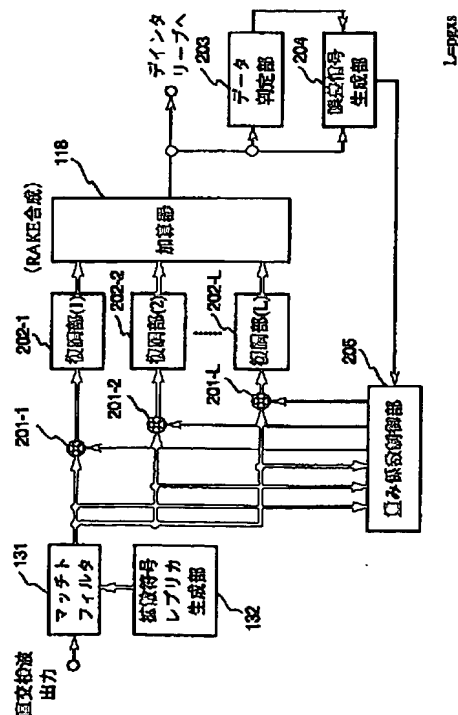
(74)代理人 弁理士 谷 謙一 (外3名)

(54)【発明の名称】 直接拡散CDMA伝送方式によるRAKE受信機

(57) 【要約】

【課題】 雑音や干渉成分のみの信号による影響を低減して、マルチパス信号をRAKE合成する。

【解決手段】 ベースバンドの拡散変調信号は、マッチト・フィルタ 131 に入力される。マッチト・フィルタ 131 は拡散符号レプリカ生成部 132 の出力を用いて拡散変調信号を逆拡散する。マッチト・フィルタ 131 から L 個のタイミングにおける逆拡散信号が出力される。それぞれの信号は、重み係数制御部出力のそれぞれに対する重み係数と、乗算器 201 により乗算される。出力は復調部 202 で復調され、加算器 118 より RAKE 合成される。RAKE 合成された信号はデータ判定部 203 によりデータ判定される。重み係数制御部 205 では、誤差信号生成部 204 からの誤差信号とマッチト・フィルタからの逆拡散信号を用いて、誤差信号が最小となるような制御により、それぞれの重み係数を決定する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 情報データを拡散符号で広帯域の信号に拡散して多元接続伝送を行う直接拡散CDMA伝送方式におけるRAKE受信機において、
 拡散符号レプリカを生成する拡散符号レプリカ生成部と、
 前記拡散符号レプリカ生成部出力を用いて受信拡散変調信号を逆拡散する複数のタップを有するマッチト・フィルタと、
 前記マッチト・フィルタ出力それぞれの逆拡散された信号と誤差信号生成部の出力を用いて前記マッチト・フィルタ出力に対応する重み係数を、前記誤差信号生成部出力が最小となるように制御する重み係数制御部と、
 前記マッチト・フィルタ出力それぞれの逆拡散された信号と前記重み制御部出力の対応する重み係数を乗算する乗算器と、
 前記乗算器出力それぞれの信号を復調する復調部と、
 前記復調部出力の信号を合成する加算器と、
 前記加算器出力に対するデータ判定を行うデータ判定部と、
 前記加算器出力と前記データ判定部出力との差を算出して誤差信号を生成する誤差信号生成部とを備えることを特徴とするRAKE受信機。

【請求項2】 情報データを拡散符号で広帯域の信号に拡散して多元接続伝送を行う直接拡散CDMA伝送方式におけるRAKE受信機において、
 拡散符号レプリカを生成する拡散符号レプリカ生成部と、
 前記拡散符号レプリカ生成部出力を用いて受信拡散変調信号を逆拡散する複数のタップを有するマッチト・フィルタと、
 前記マッチト・フィルタ出力のそれぞれの逆拡散された信号を復調する復調部と、
 前記復調部出力のそれぞれに対応する重み係数を前記誤差信号生成部出力が最小となるように制御する重み係数制御部と、
 前記復調部出力のそれぞれの復調された信号と前記重み制御部出力のそれぞれに対応する重み係数を乗算する乗算器と、
 前記乗算器出力を合成する加算器と、
 前記加算器出力に対するデータ判定を行うデータ判定部と、
 前記加算器出力と前記データ判定部出力との差を算出して誤差信号を生成する誤差信号生成部とを備えることを特徴とするRAKE受信機。

【請求項3】 請求項1または請求項2記載のRAKE受信機において、
 前記マッチト・フィルタ出力それぞれの平均受信信号電力を測定する信号電力測定部と、
 前記平均信号電力測定部出力から最小信号電力を検出す

る最小電力検出部と、
 前記最小電力検出部出力から加算器において合成する信号を選択するためのしきい値Aを求めて出力するしきい値制御部Aと、
 前記平均信号電力測定部出力としきい値制御部出力を比較し、受信電力がしきい値A以上となる信号を検出するパス選択検出部と、
 前記パス選択検出部で検出した信号に対応する信号を、前記マッチト・フィルタ出力の逆拡散の信号から選択する合成パス選択部とを備えることを特徴とするRAKE受信機。

【請求項4】 請求項3に記載のRAKE受信機において、重み係数制御部において重み係数を決定する際に、前記パス選択タイミング検出部で検出された信号に対応する重み係数のみを制御することを特徴とするRAKE受信機。

【請求項5】 請求項1または請求項2記載のRAKE受信機において、
 前記マッチト・フィルタ出力それぞれの平均受信信号電力を測定する信号電力測定部と、
 前記平均信号電力測定部出力から最小信号電力を検出する最小電力検出部と、
 前記平均信号電力測定部出力から最大信号電力を検出する最大電力検出部と、
 前記最小電力検出部出力から重み制御部の初期値を設定するためのしきい値Aを求めて出力するしきい値制御部Aと、
 前記最大電力検出部出力から重み制御部の初期値を設定するためのしきい値Bを求めて出力するしきい値制御部Bと、
 前記平均信号電力測定部出力と前記しきい値制御部Aの出力および前記しきい値制御部Bの出力を比較し、信号電力がしきい値A以上かつしきい値B以上となる信号を検出する有効パス検出部と、
 前記有効パス検出部出力で検出した信号に対応する重み係数の初期値を α ($1 \geq \alpha > 0$) とし、他の信号に対応する重み係数の初期値を0とする初期重み係数設定部とを備えることを特徴とするRAKE受信機。

【請求項6】 請求項3または請求項4記載のRAKE受信機において、
 前記平均信号電力測定部出力から最大信号電力を検出する最大電力検出部と、
 前記最大電力検出部出力から重み制御部の初期値を設定するためのしきい値Bを求めて出力するしきい値制御部Bと、
 前記平均信号電力測定部出力と前記しきい値制御部Aの出力および前記しきい値制御部Bの出力とを比較し、信号電力がしきい値A以上かつしきい値B以上となる信号を検出する有効パス検出部と、前記有効パス検出部出力で検出した信号に対応した重み係数の初期値を α ($1 \geq$

$\alpha > 0$) とし、他の信号に対応する重み係数の初期値を 0 とする初期重み係数設定部とを備えることを特徴とする RAKE 受信機。

【請求項 7】 請求項 5 または請求項 6 記載の RAKE 受信機において、

重み係数制御部は、重み係数の初期値を設定する際に、各信号に対応する重み係数の初期値は前記初期重み係数設定部で決定された値を設定することを特徴とする RAKE 受信機。

【請求項 8】 請求項 1 から請求項 7 いずれか記載の RAKE 受信機において、

前記重み係数制御部は、重み係数を制御する際に、最も重み係数の大きい前記マッチト・フィルタからのタイミングに対して前後 $\pm k$ (k は自然数) 個のタイミングにおける重み係数を無条件に 0 とし、次に大きな重み係数のタイミングを検出し順次重み係数を決定することを特徴とする RAKE 受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、移動通信において、スペクトル拡散を用いてマルチプル・アクセスを行う直接拡散 CDMA (DS-CDMA) 伝送方式を適用する RAKE 受信機に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 DS-CDMA 伝送方式は、情報データ変調信号を拡散率 (= チップ数 / シンボル) p_g の拡散符号で広帯域の信号に拡散して伝送する方式であり、各ユーザに異なる拡散符号を割り当てることにより複数の通信者が同一の周波数帯を用いて通信を行う方式である。

【0003】 図 16 に従来の DS-CDMA 伝送方式におけるスライディング相関器を用いた受信機構成を示す。

【0004】 図 16 に示された構成では、受信した拡散変調信号を低雑音増幅器 103 で増幅した後、発振器 105 とバンドパス・フィルタ (BPF) 106 を用いて中間周波数 (IF 周波数) 信号に周波数変換し、自動利得制御増幅器 (AGC 増幅器) 107 で線形増幅する。そして、受信信号の振幅包絡線を包絡線検波器 108 により検出し、この振幅変動を AGC 増幅器 107 に負帰還することによりフェージングに起因する振幅変動を補償している。AGC 増幅器 107 により線形増幅された信号を直交検波器 109 によりベースバンド信号に直交検波する。そしてこのベースバンド同相 (I), 直交 (Q) 成分を A/D 変換器 112, 113 によりデジタル値に変換する。デジタル値に変換された拡散変調信号を、RAKE 合成するそれぞれのマルチパス信号の遅延時間に同期した拡散符号レプリカを用いて、スライディング相関器 114 で逆拡散処理する。逆拡散された信号を遅延検波あるいは同期検波を行ってデータ復調を

行う。

【0005】 図 16 に示されている従来例では、送信フレームにおいて情報シンボル間に一定周期でパイロット・シンボルを挿入し、このパイロット・シンボルを用いて絶対同期検波復調を行う方式について説明している。陸上移動通信においては基地局、移動局の相対位置の移動によりフェージングと呼ばれる受信信号の振幅及び位相変動を受ける。同期検波復調を行うためには、受信機においてこのフェージングに起因する複素包絡線、すなわち振幅及び位相変動 (あるいはチャネルと称する) を推定する必要がある。送信情報シンボルに一定周期で挿入したパイロット・シンボルでの受信フェージング複素包絡線を求め、この値を用いてパイロット・シンボル間の情報シンボル位置におけるフェージング複素包絡線を求めることができる。このパイロット・シンボルで用いた値を用いて各情報シンボルのフェージング複素包絡線変動 (チャネル変動) を補償する。このチャネル変動補償された複数のマルチパス信号を同相合成 (RAKE 合成) することにより、干渉信号あるいは熱雑音に対して信号電力比を向上することができる。

【0006】 RAKE 合成するマルチパス信号の選択は、サーチ・フィンガと称されるスライディング相関器 114 で行う。サーチ・フィンガでは、マルチパス・サーチ範囲内における U 個のタイミングの逆拡散信号の平均受信信号電力を平均受信信号電力測定部 120 で測定し、平均的に受信信号電力の大きなマルチパスを選択する。例えば、1 個のスライディング相関器 119 を用いた場合には、1 シンボル毎に 1 つのタイミングの相関値 (逆拡散値) が得られ、このタイミングにおける逆拡散された信号の受信信号電力を測定することができる。そして、拡散符号のタイミングを 1 個づつずらしていき全 U 個のタイミングについて電力測定を行う。

【0007】 前述のように RAKE 合成パスの選択には (基地局、移動局間の距離変動、及びシャドウイングに起因する変動を受けた後の) 平均信号電力の大きなマルチパス信号を選択する必要がある。一方、陸上移動通信環境下ではレイリー・フェージングに起因する瞬時変動を受ける。従って、1 回での受信信号電力の測定では、あるマルチパス信号に対して、たまたまこのレイリー・フェージング変動で受信信号電力が落ち込んでいるために信号電力が低く、RAKE 合成パスの選択から漏れる場合もある。

【0008】 そこで、受信電力の瞬時変動の影響を取り除くために、レイリー・フェージング変動を平均化した信号に対して受信信号電力を測定する必要がある。マルチパス・サーチ範囲内の U 個のタイミングにおける逆拡散された信号について信号電力測定を V 回繰り返し、その平均信号電力により遅延プロファイルを生成し、上位 W 個の RAKE 合成マルチパスを選択する。1 個のスライディング相関器を用いた場合には、この 1 回の遅延プ

ロファイルの生成に $U \times V$ シンボル時間要し、 f 個のスライディング相関器（サーチ・フィンガ）を用いた場合には、1回の平均的遅延プロファイルの生成するのに

$(U \times V) / f$ シンボル時間を要する。遅延プロファイルの生成時間毎にRAKE合成フィンガで用いる拡散符号レプリカのタイミングを更新する。移動局が基地局に対して高速で移動する場合には、この遅延プロファイルの変動は早くなるために、このスライディング相関器を用いるマルチパス・サーチでは、時間がかかり遅延プロファイルの変動に追従できなくなる場合がある。一方、高速なマルチパス・サーチを行うためには、マルチパス・サーチ範囲、及び平均化回数を小さくすればよいが、サーチ範囲を狭くするとRAKE合成の時間ダイバーシチ効果を低減することになり、また信号電力の平均化回数を低減するとサーチ・フィンガによるRAKE合成マルチパス選択を正確に行うことができなくなる。

【0009】図17に、従来のDS-CDMA伝送方式におけるマッチト・フィルタを用いた受信機構成の例

(1)を示す。図17に示された構成では、受信した拡散変調信号は低雑音増幅器103で増幅された後、IF周波数に周波数変換される。そして、AGC増幅器107によってフェージングに起因する振幅変動を補償され、直交検波される。直交検波器の出力ベースバンド信号はA/D変換器112、113でデジタル信号に変換される。デジタル値に変換された拡散変調信号は、拡散符号レプリカ生成部132の出力を用いて、タップ数 $p \cdot g$ のマッチト・フィルタ131により逆拡散され、 L 個のタイミングの信号に分離される。ここで、 s をチップ当りのオーバ・サンプリング数とすると $L = p \cdot g \times s$ である。 L 個のタイミングから W 個のマルチパスを選択し遅延検波あるいは同期検波を行ってデータ復調をおこなう。

【0010】この従来例では、送信フレームにおいて情報シンボル間に一定周期でパイロット・シンボルを挿入し、このパイロット・シンボルを用いて絶対同期検波復調を行う方式を用いている。 L 個のタイミングにおけるそれぞれの逆拡散された信号は、パイロット・シンボルを用いてチャネルを推定し、この推定値を用いて各情報シンボルのチャネル変動を補償する。一方、 L 個のタイミングにおけるそれぞれの平均受信信号電力が、平均信号電力測定部134において測定され遅延プロファイルが生成され、上位 W 個のRAKE合成マルチパスが選択される。この時、受信電力の大きなタイミングからマルチパスを選択するが、オーバ・サンプリングにより検出された同一マルチパスは除外して次のマルチパスを選択する。選択された信号がRAKE合成部で合成される。RAKE合成された信号はデインタリーブ回路122により誤りをランダム化されビタビ復号器123により復号される。

【0011】マッチト・フィルタを用いた構成では、1

シンボル周期毎に L 個のタイミングにおける逆拡散された信号が出力される。そのため、図17の構成のようなスライディング相関器を用いたサーチ・フィンガによる電力測定が不要である。さらに、RAKE合成のためのマルチパスの更新を高速に行うことができる。

【0012】ところで、前述したように移動局が基地局に対して移動すると遅延プロファイルの形状が変動し、マルチパスの数も変化する。しかし、従来例の構成は受信信号電力の大きな上位 W 個のマルチパスを合成する構成であるため、マルチパス数が W より多い場合にその全てを合成して干渉成分や熱雑音に対する信号電力比を向上することができない。また、マルチパス数が W より少ない場合には、信号電力の低いマルチパス信号及び雑音成分や相互干渉成分のみの信号や受信電力が大変小さなマルチパスを合成することにより特性が劣化する。

【0013】図18に従来のDS-CDMA伝送方式におけるマッチト・フィルタを用いた受信機構成例(2)を示す。図18に示された構成では、受信した拡散変調信号は低雑音増幅器103で増幅された後、IF周波数に周波数変換される。そしてAGC増幅器107によってフェージングに起因する振幅変動を補償され、直交検波される。直交検波器109の出力ベースバンド信号はA/D変換器112、113でデジタル信号に変換される。デジタル値に変換された信号はタップ数 $p \cdot g$ のマッチト・フィルタ131により逆拡散される。 s をチップ当りのオーバ・サンプリング数とすると $L (= p \cdot g \times s)$ 個のタイミングにおける逆拡散信号が出力される。 L 個のタイミングから W 個のマルチパスを選択し遅延検波あるいは同期検波を行ってデータ復調をおこなう。

【0014】この従来例では、図19のように送信フレームにおいて N_s 個の情報シンボル毎に N_p 個のパイロット・シンボルを挿入し、このパイロット・シンボルを用いて絶対同期検波復調を行う方式を用いている。 L 個のタイミングにおけるそれぞれの逆拡散された信号は、パイロット・シンボルを用いてチャネルを推定し、この推定値を用いて各情報シンボルのチャネル変動を補償する。また、平均信号電力測定部134でタイミングにおける受信信号電力が測定され遅延プロファイルが生成される。平均信号電力測定は例えばパイロット・シンボルを用いて行う。以上のように求めた L 個のタイミングの平均受信電力の中から最小信号電力および最大信号電力を最小電力検出部で検出する。しきい値制御部A144では検出された最小信号電力を用いてしきい値 A を求める。これらのしきい値は例えば最小信号電力および最大信号電力にそれぞれ異なるゲインを乗算して算出する。また、しきい値制御部B145では検出された最大信号電力を用いてしきい値 B を求める。パス選択タイミング検出部146では、まず、 L 個のタイミングにおける平均信号電力測定部出力をしきい値 A およびしきい値 B と

比較し、平均信号電力がしきい値A以上かつしきい値B以上のタイミングを検出する。そして、信号電力が大きなタイミングからマルチパスのタイミングを検出していく。このとき、既に選択されたマルチパスのタイミングに対して $\pm k$ (k は自然数)個のタイミングにおける信号は除外して次のマルチパスのタイミングを順次検出する。検出されたマルチパスのタイミングにおける復調部出力がRAKE合成パス選択部133で選択され、選択された信号がRAKE合成部で合成される。RAKE合成された信号は、デインタリーブ回路122により誤りをランダム化され、ビタビ復号器123により復号される。

【0015】この構成では、2つのしきい値によりRAKE合成するマルチパスを選択するため、雑音や相互干渉のみの信号による影響を低減し、かつ、有効な信号電力を有する信号を合成できる。遅延プロファイルが変動して有効なマルチパスの数が増えた場合でもしきい値を満たすマルチパスを合成できる。しかし、本構成はしきい値を固定的に設定するため、特定の遅延プロファイルの形状および遅延プロファイルの変動に対して効果的である。しかし、実際の移動通信環境においては遅延プロファイルの形状および変動は様々であり、遅延プロファイルの変動に追従できなくなると有効な信号をRAKE合成できなくなったり、逆に雑音や干渉成分の影響を大きく受けることになり特性が劣化する。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】本発明の目的は、遅延プロファイルの変動によりマルチパス数が増えた場合でも、有効なパスを合成することができることである。すなわち、MSE (最小2乗誤差) が最小となるように重み係数を適応的に制御し (MMSE)、その重み係数を用いることにより、遅延プロファイルのダイナミックな変動に追従して、常に有効なマルチパスを効果的にRAKE合成することができるようにすることである。

【0017】また、重み係数の初期値を決定することにより、MMSEの収束時間を低減することも本発明の目的である。

【0018】このように、特にチップレートが高速である、すなわち広帯域DS-SS-CDMAに対してRAKEによる時間ダイバーシチ効果による受信品質の特性改善を実現することが本発明の目的である。

【0019】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、請求項1記載の発明は、情報データを拡散符号で広帯域の信号に拡散して多元接続伝送を行う直接拡散CDMA伝送方式におけるRAKE受信機において、拡散符号レプリカを生成する拡散符号レプリカ生成部と、前記拡散符号レプリカ生成部出力を用いて受信拡散変調信号を逆拡散する複数のタップを有するマッチト・フィルタと、前記マッチト・フィルタ出力それぞれの逆拡散され

た信号と誤差信号生成部の出力を用いて前記マッチト・フィルタ出力に対応する重み係数を、前記誤差信号生成部出力が最小となるように制御する重み係数制御部と、前記マッチト・フィルタ出力それぞれの逆拡散された信号と前記重み制御部出力の対応する重み係数を乗算する乗算器と、前記乗算器出力それぞれの信号を復調する復調部と、前記復調部出力の信号を合成する加算器と、前記加算器出力に対するデータ判定を行うデータ判定部と、前記加算器出力と前記データ判定部出力との差を算出して誤差信号を生成する誤差信号生成部とを備えることを特徴とする。

【0020】請求項2記載の発明は、情報データを拡散符号で広帯域の信号に拡散して多元接続伝送を行う直接拡散CDMA伝送方式におけるRAKE受信機において、拡散符号レプリカを生成する拡散符号レプリカ生成部と、前記拡散符号レプリカ生成部出力を用いて受信拡散変調信号を逆拡散する複数のタップを有するマッチト・フィルタと、前記マッチト・フィルタ出力のそれぞれの逆拡散された信号を復調する復調部と前記復調部出力のそれぞれに対応する重み係数を前記誤差信号生成部出力が最小となるように制御する重み係数制御部と、前記復調部出力のそれぞれの復調された信号と前記重み制御部出力のそれぞれに対応する重み係数を乗算する乗算器と、前記乗算器出力を合成する加算器と、前記加算器出力に対するデータ判定を行うデータ判定部と、前記加算器出力と前記データ判定部出力との差を算出して誤差信号を生成する誤差信号生成部とを備えることを特徴とする。

【0021】請求項3記載の発明は、請求項1または請求項2記載のRAKE受信機において、前記マッチト・フィルタ出力それぞれの平均受信信号電力を測定する信号電力測定部と、前記平均信号電力測定部出力から最小信号電力を検出する最小電力検出部と、前記最小電力検出部出力から加算器において合成する信号を選択するためのしきい値Aを求めて出力するしきい値制御部Aと、前記平均信号電力測定部出力としきい値制御部出力を比較し、受信電力がしきい値A以上となる信号を検出するパス選択検出部と、前記パス選択検出部で検出した信号に対応する信号を、前記マッチト・フィルタ出力の逆拡散の信号から選択する合成パス選択部とを備えることを特徴とする。

【0022】請求項4記載の発明は、請求項3に記載のRAKE受信機において、重み係数制御部において重み係数を決定する際に、前記パス選択タイミング検出部で検出された信号に対応する重み係数のみを制御することを特徴とする。

【0023】請求項5記載の発明は、請求項1または請求項2記載のRAKE受信機において、前記マッチト・フィルタ出力それぞれの平均受信信号電力を測定する信号電力測定部と、前記平均信号電力測定部出力から最小

信号電力を検出する最小電力検出部と、前記平均信号電力測定部出力から最大信号電力を検出する最大電力検出部と、前記最小電力検出部出力から重み制御部の初期値を設定するためのしきい値Aを求めて出力するしきい値制御部Aと、前記最大電力検出部出力から重み制御部の初期値を設定するためのしきい値Bを求めて出力するしきい値制御部Bと、前記平均信号電力測定部出力と前記しきい値制御部Aの出力および前記しきい値制御部Bの出力を比較し、信号電力がしきい値A以上かつしきい値B以上となる信号を検出する有効パス検出部と、前記有効パス検出部出力で検出した信号に対応する重み係数の初期値を α ($1 \geq \alpha > 0$) とし、他の信号に対応する重み係数の初期値を0とする初期重み係数設定部とを備えることを特徴とする。

【0024】請求項6記載の発明は、請求項3または請求項4記載のRAKE受信機において、前記平均信号電力測定部出力から最大信号電力を検出する最大電力検出部と、前記最大電力検出部出力から重み制御部の初期値を設定するためのしきい値Bを求めて出力するしきい値制御部Bと、前記平均信号電力測定部出力と前記しきい値制御部Aの出力および前記しきい値制御部Bの出力とを比較し、信号電力がしきい値A以上かつしきい値B以上となる信号を検出する有効パス検出部と、前記有効パス検出部出力で検出した信号に対応した重み係数の初期値を α ($1 \geq \alpha > 0$) とし、他の信号に対応する重み係数の初期値を0とする初期重み係数設定部とを備えることを特徴とする。

【0025】請求項7記載の発明は、請求項5または請求項6記載のRAKE受信機において、重み係数制御部は、重み係数の初期値を設定する際に、各信号に対応する重み係数の初期値は前記初期重み係数設定部で決定された値を設定することを特徴とする。

【0026】請求項8記載の発明は、請求項1から請求項7いずれか記載のRAKE受信機において、前記重み係数制御部は、重み係数を制御する際に、最も重み係数の大きい前記マッチト・フィルタからのタイミングに対して前後 $\pm k$ (k は自然数) 個のタイミングにおける重み係数を無条件に0として、次に大きな重み係数のタイミングを検出し順次重み係数を決定することを特徴とする。

【0027】上述の本発明のRAKE受信機では、マッチト・フィルタにより逆拡散された全てのタイミングにおける信号に対して、MMSE制御された重み係数により重み付けをした後RAKE合成する。この構成を用いることにより、雑音や干渉成分のみの信号による影響を低減することができる。

【0028】また、遅延プロファイルの変動によりマルチパス数が増加した場合でも、有効なパスを合成することができる。すなわち、遅延プロファイルの変動に追従して常に有効なマルチパスを効果的にRAKE合成する

ことができる。

【0029】また、全てのタイミングにおける逆拡散信号の平均受信電力を測定し、測定結果からしきい値を設定することにより、雑音や干渉による影響をより低減することが可能となり、またMMSE制御による重み係数の初期値を決定できるのでMMSEの収束時間を低減できる。

【0030】これら構成は、特にチップレートが高速な、すなわち広帯域DS-SS-CDMAに対してRAKEによる時間ダイバーシチ効果による受信品質の特性改善を実現することができる。

【0031】

【発明の実施の形態】図面を用いて、本発明の実施の形態を説明する。

【0032】(実施形態1) 図1に本発明の実施形態1の原理図を示す。直交検波及びA/D変換されたベースバンドの拡散変調信号は、タップ数 $p \cdot g$ のマッチト・フィルタ131に入力される。マッチト・フィルタ131は拡散符号レプリカ生成部132の出力を用いて拡散変調信号を逆拡散する。 s をチップ当りのオーバー・サンプリング数とするとマッチト・フィルタ131から L ($= p \cdot g \times s$) 個のタイミングにおける逆拡散信号が出力される。 L 個のタイミングにおけるそれぞれの逆拡散された信号は、重み係数制御部出力のそれぞれのタイミングに対する重み係数と、乗算器201により乗算される。 L 個のタイミングにおけるそれぞれの重み付けされたマッチト・フィルタ131の出力は復調部202で復調され、加算器118より合成される(RAKE合成)。RAKE合成された信号はデータ判定部203によりデータ判定される。誤差信号生成部204ではRAKE合成された信号と判定データとの差を算出し、誤差信号(MSE)を生成する。重み係数制御部205では、誤差信号とマッチト・フィルタからの L 個のタイミングにおける逆拡散信号を用いて、誤差信号が最小となるような制御(MMSE)により、 L 個のタイミングに対する重み係数を決定する。

【0033】本発明の実施形態1では、マッチト・フィルタにより逆拡散された全てのタイミングにおける信号に対して、MMSE制御された重み係数により重み付けをした後RAKE合成する。この実施形態1を用いることにより、雑音や干渉成分のみの信号による影響を低減してマルチパス信号をRAKE合成できる。

【0034】(実施形態2) 図2に本発明の実施形態2の原理図を示す。直交検波及びA/D変換されたベースバンドの拡散変調信号は、タップ数 $p \cdot g$ のマッチト・フィルタ131に入力される。マッチト・フィルタ131は、拡散符号レプリカ生成部出力を用いて拡散変調信号を逆拡散する。 s をチップ当りのオーバー・サンプリング数とすると、マッチト・フィルタから L ($= p \cdot g \times s$) 個のタイミングにおける逆拡散信号が出力される。 L 個

のタイミングにおけるそれぞれの逆拡散された信号は復調部202で復調される。L個のタイミングにおける復調部202の出力の信号は、重み係数制御部205の出力のそれぞれのタイミングに対する重み係数と、乗算器201により乗算される。L個のタイミングにおけるそれぞれの重み付けされた復調部202の出力は加算器118より合成される(RAKE合成)。RAKE合成された信号はデータ判定部203によりデータ判定される。誤差信号生成部204では、RAKE合成された信号と判定データとの差を算出し、誤差信号(MSE)を生成する。重み係数制御部205では誤差信号とマッチト・フィルタからのL個のタイミングにおける逆拡散信号を用いて、誤差信号が最小となるような制御(MMSE)により、L個のタイミングに対する重み係数を決定する。

【0035】本発明の実施形態2では、実施形態1と同様に、マッチト・フィルタにより逆拡散された全てのタイミングにおける信号に対して、MMSE制御された重み係数により重み付けをした後RAKE合成する。この実施形態2を用いることにより、雑音や干渉成分のみの信号による影響を低減してマルチパス信号をRAKE合成できる。

【0036】(実施形態3)図3に本発明の実施形態3の原理図を示す。直交検波及びA/D変換されたベースバンドの拡散変調信号は、タップ数p gのマッチト・フィルタ131に入力される。マッチト・フィルタ131は、拡散符号レプリカ生成部出力132を用いて拡散変調信号を逆拡散し、L個のタイミングにおける逆拡散信号が出力される。平均受信電力測定部134においてL個のタイミングにおけるそれぞれの平均信号電力が測定され、最小電力検出部141では、L個のタイミングにおける最小信号電力が検出される。しきい値制御部A144では検出された最小信号電力を用いてしきい値Aを求める。ここで、しきい値Aは雑音や干渉成分のみの信号を合成することを防ぐためのしきい値である。

【0037】パス選択タイミング検出部146では、L個のタイミングにおける平均信号電力としきい値Aを比較し、平均受信電力がしきい値A以上のタイミングを検出する。検出されたタイミングにおけるマッチト・フィルタ131の出力が合成パス選択部133で選択され、選択されたマッチト・フィルタ131出力は重み係数制御部205出力による重み付けおよび復調された後、加算器118により合成される(RAKE合成)。RAKE合成された信号はデータ判定部203によりデータ判定される。誤差信号生成部204では、RAKE合成された信号と判定データとの差を算出し、誤差信号(MSE)を生成する。重み係数制御部205では、誤差信号とパス選択タイミング検出部において検出されたタイミングにおけるマッチト・フィルタ131からの逆拡散信号を用いてMMSE制御を行うことにより、検出された

タイミングに対する重み係数を決定する。

【0038】実施形態3においては、全てのタイミングにおける逆拡散信号の平均受信電力を測定し、測定結果からしきい値を設定し、しきい値以上の信号をRAKE合成することにより、雑音や干渉による影響をより低減することが可能となる。

【0039】(実施形態4)図4に本発明の実施形態4の原理図を示す。直交検波及びA/D変換されたベースバンドの拡散変調信号は、タップ数p gのマッチト・フィルタ131に入力される。マッチト・フィルタ131は拡散符号レプリカ生成部132の出力を用いて拡散変調信号を逆拡散し、L個のタイミングにおける逆拡散信号が出力される。平均受信電力測定部134において、L個のタイミングにおけるそれぞれの平均信号電力が測定され、最小電力検出部141および最大電力検出部142では、L個のタイミングにおける最小信号電力および最大信号電力が検出される。しきい値制御部Aでは検出された最小信号電力を用いてしきい値Aを求める。しきい値制御部Bでは検出された最大信号電力を用いてしきい値Bを求める。ここで、しきい値Aは雑音や干渉成分のみの信号を合成することを防ぐためのしきい値であり、しきい値Bは十分な信号電力を有する信号を選択するためのしきい値である。

【0040】有効パス・タイミング検出部222では、L個のタイミングにおける平均信号電力としきい値Aおよびしきい値Bとを比較し、平均受信電力がしきい値A以上かつしきい値B以上のタイミングを検出する。初期重み係数設定部224では有効パス・タイミング検出部で検出されたタイミングにおける重み係数の初期値を1とし、それ以外のタイミングにおける重み係数の初期値を0と決定する。

【0041】L個のタイミングにおけるマッチト・フィルタ131の出力は、復調および重み係数制御部210により重み付けされた後、加算器118で合成される(RAKE合成)。RAKE合成された信号はデータ判定部203によりデータ判定される。誤差信号生成部204ではRAKE合成された信号と判定データとの差を算出し誤差信号(MSE)を生成する。重み係数制御部205では誤差信号とL個のタイミングにおけるマッチト・フィルタからの逆拡散信号を用いて、初期重み係数設定部において決定された値に対してMMSE制御を開始して、L個のタイミングに対する重み係数を決定する。

【0042】実施形態4においては、マッチト・フィルタにより逆拡散された全てのタイミングにおける信号に対して、MMSE制御された重み係数により重み付けをした後RAKE合成する。雑音や干渉成分のみの信号による影響を低減して、マルチパス信号をRAKE合成できる。また、MMSE制御による重み係数の初期値を決定できるのでMMSEの収束時間を低減できる。

【0043】（実施形態5）図5に本発明の実施形態5の原理図を示す。直交検波及びA/D変換されたベースバンドの拡散変調信号は、タップ数 p_g のマッチト・フィルタ131に入力される。マッチト・フィルタ131は拡散符号レプリカ生成部132の出力を用いて拡散変調信号を逆拡散し、L個のタイミングにおける逆拡散信号が出力される。平均受信電力測定部134において、L個のタイミングにおけるそれぞれの平均信号電力が測定され、最小電力検出部141および最大電力検出部142では、L個のタイミングにおける最小信号電力および最大信号電力が検出される。しきい値制御部A144では検出された最小信号電力を用いてしきい値Aを決める。しきい値制御部B145では検出された最大信号電力を用いてしきい値Bを求める。ここで、しきい値Aは雑音や干渉成分のみの信号を合成することを防ぐためのしきい値で、しきい値Bは十分な信号電力を有する信号を選択するためのしきい値である。有効パス・タイミング検出部222では、L個のタイミングにおける平均信号電力としきい値Aおよびしきい値Bを比較し、平均受信電力がしきい値A以上かつしきい値B以上のタイミングを検出する。初期重み係数設定部224では、有効パス・タイミング検出部で検出されたタイミングにおける重み係数の初期値を1とし、それ以外のタイミングにおける重み係数の初期値を0と決定する。また、パス選択タイミング検出部146では、L個のタイミングにおける平均信号電力としきい値Aを比較し、平均受信電力がしきい値A以上のタイミングを検出する。検出されたタイミングにおけるマッチト・フィルタ131の出力は、重み係数制御部205の出力のそれぞれのタイミングに対する重み係数と乗算される。選択されたマッチト・フィルタ131の出力は、復調および重み係数制御部20*

$$A = S_{\min}(n, m) \times G_A$$

【0048】次に、1番目のタイミングの受信電力を $S^{(1)}$ を求めたしきい値Aと比較し、 $S^{(1)}(n, m) \geq A$ を満たすX個のタイミングを検出して、RAKE合成の候補とし、 $L-X$ 個の熱雑音成分や干渉成分のみの信号を候補から除外する。

【0049】（重み係数更新）本発明の実施形態1（図1参照）から実施形態5（図5参照）における重み係数制御部205で行われている重み係数更新の例を、図6を用いて説明する。ここでは、 $X=0$ とし、マッチト・フィルタ131の出力L個の全てのタイミングにおける信号に対する重み係数を、シンボル周期毎に更新する場合※

$$w(n, m) = \{w^{(1)}(n, m), w^{(2)}(n, m), \dots, w^{(L)}(n, m)\}^T,$$

$$y(n, m) = \{y^{(1)}(n, m), y^{(2)}(n, m), \dots, y^{(L)}(n, m)\}^T$$

【0052】である。ここでTは転置を示す。また、 $y^{(l)}(n, m)$ ($1 \leq l \leq L$)は、実施形態1（図1参照）の構成の場合、 $y^{(l)}(n, m) = r^{(l)}(n, m)$ であり、実施形態2（図2）の構成の場合、 $y^{(l)}$

*5の出力により重み付けされた後、加算器118で合成される(RAKE合成)。RAKE合成された信号はデータ判定部203によりデータ判定される。誤差信号生成部204では、RAKE合成された信号と判定データとの差を算出し、誤差信号(MSE)を生成する。重み係数制御部205では誤差信号とパス選択タイミング検出部において検出されたタイミングにおけるマッチト・フィルタ131からの逆拡散信号を用いて、初期重み係数設定部224において決定された値に対してMMSE制御を開始し、L個のタイミングに対する重み係数を決定する。

【0044】実施形態5においては、全てのタイミングにおける逆拡散信号の平均受信電力を測定し、測定結果からしきい値を設定することにより、雑音や干渉による影響をより低減することが可能となり、また、MMSE制御による重み係数の初期値を決定できるのでMMSEの収束時間を低減できる。

【0045】（実施形態3および5におけるしきい値の決定）本発明の実施形態3および5におけるしきい値決定、および、しきい値判定による合成パス候補選択の例を説明する。

【0046】まず、n番目のスロットにおけるm番目のシンボルにおけるL個のタイミングでのそれぞれの平均信号電力測定部134の出力 $S^{(l)}(n, m)$ から、最小信号電力 $S_{\min}(n, m)$ を検出する。ただし、 l は($1 \leq l \leq L$)、 m は($1 \leq m \leq N_r + N_s$)である。 $S_{\min}(n, m)$ に対して、しきい値Aを次式のように決定する。ここで、 G_A ($G_A \geq 1$)はしきい値決定ゲインである。

【0047】

【数1】

(1)

※合について説明する。

【0050】図6に示すように、n番目のスロットにおける $m+1$ 番目のシンボルの重み係数 $w(n, m+1)$ は、 $m+1$ 番目のシンボルにおける重み係数 $w(n, m)$ 、入力信号 $y(n, m)$ （複素量）、及び、誤差信号 $e(n, m)$ （複素量）を用いて更新される。 $w(n, m)$ 、 $y(n, m)$ は、それぞれL個の要素からなるベクトルで

【0051】

【数2】

$(n, m) = r^{(l)}(n, m) \xi^{(l)*}(n, m)$ である。ここで、 $r^{(l)}(n, m)$ はマッチト・フィルタ出力、 $\xi^{(l)*}(n, m)$ はチャネル推定値であり、 $*$ は複素共役を表す。また、 $e(n, m)$ は

【0053】

【外1】

RAKE合成後の信号 $\hat{d}(n, m)$ とデータ判定信号 $d_{ref}(n, m)$ との差で

$$e(n, m) = d_{ref}(n, m) - \hat{d}(n, m)$$

【0054】である。このとき、 $d_{ref}(n, m)$ はパイロット・シンボルに対しては、パイロット・シンボル・レプリカを用い、データ・シンボルに対しては硬判定後（2値判定後）の信号点とする。更新式は、 $w^{(1)} *$

(n, m) が複素量の場合には例えば、次のような式で表される。

【0055】

【数3】

$$w(n, m+1) = w(n, m) + y(n, m)e^*(n, m) \quad (2)$$

【0056】一方、 $w^{(1)}(n, m)$ がスカラー量の場合には例えば次のような2通りの式で表される。

※【0057】

【数4】

$$w(n, m+1) = w(n, m) + \text{Re}\{y(n, m)e^*(n, m)\} \quad (3)$$

$$w(n, m+1) = w(n, m) + |y(n, m)|^2 |e(n, m)|^2 \quad (4)$$

【0058】ここで、 $\text{Re}\{ \cdot \}$ は実部を示す。重み付け後の信号を $y'(m)$ とすると $y'(m)$ は $w^{(1)}(m)$ が複素量の場合、

☆【0059】

【数5】

$$y'(n, m) = y(n, m)w^*(n, m) \quad (w^{(1)}(n, m) \text{が複素量}) \quad (5)$$

【0060】と表される。 $w^{(1)}(n, m)$ がスカラー量の場合、重み係数の発散を防ぐためにL個の重み係数の最大値を用いて正規化した重み係数を乗算する。従って、 $y'(n, m)$ は例えば次の3通りの式を用いて表

☆される。

【0061】

【数6】

$$y'(n, m) = y(n, m) \frac{w(n, m)}{\max_i \{w(n, m)\}} \quad (6)$$

$$y'(n, m) = y(n, m) \frac{\sqrt{w(n, m)}}{\sqrt{\max_i \{w(n, m)\}}} \quad (7)$$

$$y'(n, m) = y(n, m) \frac{\log_{10}(w(n, m))}{\log_{10}(\max_i \{w(n, m)\})} \quad (8)$$

【0062】（実施形態4および5におけるしきい値の決定）本発明の実施形態4および5におけるしきい値決定、および、しきい値判定による初期重み係数設定の例を示す。

【0063】n番目のスロットにおけるm番目のシンボルのL個のタイミングにおける平均信号電力測定部134の出力 $S^{(1)}(n, m)$ から最小信号電力 $S_{min}(n, m)$ および最大信号電力 $S_{max}(n, m)$ を検出

◇する。ただし1は $(1 \leq l \leq L)$ である。 $S_{min}(n, m)$ および $S_{max}(n, m)$ に対してしきい値Aおよびしきい値Bを次式のように決定する。ここで、 G_A ($G_A \geq 1$)、 G_B ($G_B \leq 1$)はそれぞれしきい値決定ゲインである。

【0064】

【数7】

$$A = S_{min}(n, m) \times G_A \quad (9)$$

$$B = S_{max}(n, m) \times G_B \quad (10)$$

【0065】次に、1番目のタイミングの受信電力を $S^{(1)}(n, m)$ を求めたしきい値Aおよびしきい値Bと比較し、 $S^{(1)}(n, m) \geq A$ のタイミングを検出し、まず熱雑音成分や干渉成分のみのタイミングを検出

する。そして、 $S^{(1)}(n, m) \geq B$ のタイミングを検出して、受信電力が十分なタイミングを検出する。従って、 $S^{(1)}(n, m) \geq A$ 、かつ、 $S^{(1)}(n, m) \geq B$ を満たすY個のタイミングがマルチパスの候補として

検出される。これらのタイミングに対する重み係数の初期値を1とし、残りの $L-Y$ 個のタイミングに対する重み係数は0とする。

【0066】(重み係数の制御) 本発明で用いている重み係数制御の例を示す。まず、最も重み係数大きなタイミングを有効なマルチパスのタイミングとして検出する。そして、検出されたタイミングに対して $\pm k$ 個のタイミングにおける重み係数を0として次に大きな重み係数のタイミングを検出し、順次重み係数を決定していく。例えば、 q 番目のマルチパスのタイミングを u_q とすると、 $(u_q - k) \leq 1 \leq (u_q + k)$ におけるタイミングに含まれる重み係数は全て0とする。このように、あるマルチパスのタイミングに対して前後のタイミングにおける重み係数を0とするのは、オーバー・サンプリングにより、同一のマルチパスに重み付けして合成することを防ぐためである。 k はオーバー・サンプリング数を s とすると例えば $k = s/2$ となる。

【0067】このようにしてマルチパスに対する重み係数の決定を繰り返し、全てのマルチパスに対して重み付けをしてRAKE合成を行う。

【0068】(重み係数の決定) 図7を用いて、重み係数決定の例を説明する。ここでは、実施形態1、実施形態2のように、重み係数制御に制約を設けない場合について示している。

【0069】図7のグラフに示すように、 L 個のタイミングにおける重み係数が算出されたとする。このとき、オーバー・サンプリング数 $s = 4$ 、既に重み係数を決定されたマルチパスに対して重み係数を0とするタイミングの数 $k = s/2 = 2$ とする。

【0070】図7中の p 点におけるタイミングがマルチパスのタイミングとして検出されたとする。このとき、次に重み係数の大きなタイミングは $p+1$ であるが、この点は p 点に対して $\pm k$ の範囲にある $p-2$ 、 $p-1$ 、 $p+1$ 、 $p+2$ の4点における重み係数は全て0となる。すると、次の $p+4$ 点が次のマルチパスのタイミングとして検出され、 $\pm k$ 点にある $p+3$ 、 $p+5$ 、 $p+6$ 点における重み係数が新たに0となる。このようにして、検出されたマルチパスの前後のタイミングにおける重み係数を0としてRAKE合成しないようにする。

【0071】(実施形態1を用いた受信装置の構成) 図8に本発明の実施形態1(図1参照)を用いた受信部構成の実施例を示す。

【0072】図8において、受信した拡散変調信号は低雑音増幅器103で増幅された後、IF周波数に周波数変換される。そしてAGC増幅器107によってフェージングに起因する振幅変動を補償され、直交検波される。直交検波器109の出力ベースバンド信号はA/D変換器112、113でデジタル信号に変換されるデジタル値に変換された信号はタップ数 p_g マッチト・フィルタ131により逆拡散される。 s をチップ当りの

オーバー・サンプリング数とすると $L (= p_g \times s)$ 個のタイミングにおける逆拡散信号が出力される。 L 個のタイミングにおけるそれぞれの逆拡散された信号は、重み係数制御部205の出力のそれぞれのタイミングに対する重み係数と乗算される。 L 個のタイミングにおけるそれぞれの重み付けされたマッチト・フィルタ131の出力は復調されて、加算器118でRAKE合成される。RAKE合成された信号はデインタリーブ回路122により誤りをランダム化されビタビ復号器123により復号され、データ再生部124において受信データが再生される。また、RAKE合成された信号はデータ判定部203によりデータ判定される。誤差信号生成部204ではRAKE合成された信号と判定データとの差を算出し誤差信号(MSE)を生成する。

【0073】重み係数制御部205では誤差信号とマッチト・フィルタ131からの L 個のタイミングにおける逆拡散信号を用いて、誤差信号が最小となるような制御(MMSE)により、 L 個のタイミングに対する重み係数を決定する。さらに、 L 個の重み係数における最も大きな重み係数のタイミングを検出し、検出されたタイミングに対して $\pm k$ (k は自然数)個のタイミングに対する重み係数は0として次に大きな重み係数のタイミングを順次検出し全てのタイミングにおける重み係数を決定する。決定された重み係数が重み係数制御部205の出力となる。

【0074】図8に示したRAKE受信機では、マッチト・フィルタを用いて逆拡散された全てのタイミングにおける信号に対してMMSE制御された重み係数により重み付けをした後RAKE合成する。そのため、遅延プロファイルの変動によりマルチパス数が変化した場合でも、有効なパスを効果的に合成することができる。

【0075】(実施形態2を用いた受信装置の構成) 図9に、本発明の実施形態2(図2参照)を用いた受信部構成の実施例を示す。

【0076】受信した拡散変調信号は低雑音増幅器103で増幅された後、IF周波数に周波数変換される。そして、AGC増幅器107によってフェージングに起因する振幅変動を補償され、直交検波される。直交検波器109の出力ベースバンド信号はA/D変換器112、113でデジタル信号に変換される。デジタル値に変換された信号はタップ数 p_g マッチト・フィルタ131により逆拡散される。 s をチップ当りのオーバー・サンプリング数とすると $L (= p_g \times s)$ 個のタイミングにおける逆拡散信号が出力される。 L 個のタイミングにおけるそれぞれの逆拡散された信号に対してパイロット・シンボルを用いた絶対同期検波復調が行われる。 L 個のタイミングにおける復調された出力の信号は重み係数制御部205の出力のそれぞれのタイミングに対する重み係数と乗算される。 L 個のタイミングにおけるそれぞれの重み付けされ、復調された出力は加算器118によ

り合成される(RAKE合成)。RAKE合成された信号はデインターリーブ回路122により誤りをランダム化され、ピタビ復号器123により復号され、データ再生部124において受信データが再生される。

【0077】また、RAKE合成された信号はデータ判定部203によりデータ判定される。誤差信号生成部204ではRAKE合成された信号と判定データとの差を算出し誤差信号(MSE)を生成する。重み係数制御部205では誤差信号とマッチト・フィルタ131からのL個のタイミングにおける逆拡散信号を用いて、誤差信号が最小となるような制御(MMSE)により、L個のタイミングに対する重み係数を決定する。さらに、L個の重み係数における最も大きな重み係数のタイミングを検出し、検出されたタイミングに対して $\pm k$ (k は自然数)個のタイミングに対する重み係数は0として次に大きな重み係数のタイミングを順次検出し全てのタイミングにおける重み係数を決定する。決定された重み係数が重み係数制御部205の出力となる。

【0078】図9に示したRAKE受信機では、図8で示した受信機と同様に、マッチト・フィルタを用いて逆拡散された全てのタイミングにおける信号に対してMMSE制御された重み係数により重み付けをした後RAKE合成する。そのため、遅延プロファイルの変動によりマルチパス数が増加した場合でも、有効なパスを効果的に合成することができる。

【0079】(実施形態1および3を用いた受信装置の構成)図10に本発明の実施形態1および実施形態3を用いた受信部構成の実施例を示す。

【0080】図10において、受信した拡散変調信号は低雑音増幅器103で増幅された後、IF周波数に周波数変換される。そしてAGC増幅器107によってフェージングに起因する振動変動を補償され、直交検波される。直交検波器109の出力ベースバンド信号はA/D変換器112、113でデジタル信号に変換される。デジタル値に変換された信号はタップ数 p gマッチト・フィルタ131により逆変換される。 s をチップ当りのオーバ・サンプリング数とすると $L (= pg \times s)$ 個のタイミングにおける逆拡散信号が出力される。

【0081】平均受信電力測定部134においてL個のタイミングにおけるそれぞれの平均信号電力が測定され、最小電力検出部141では、L個のタイミングにおける最小信号電力が検出される。しきい値制御部A144では検出された最小信号電力を用いてしきい値 A を求める。ここで、しきい値 A は雑音や干渉成分のみの信号を合成することを防ぐためのしきい値である。

【0082】パス選択タイミング検出部146では、L個のタイミングにおける平均信号電力としきい値 A とを比較し、平均受信電力がしきい値 A 以上となるX個のタイミングを検出する。検出されたX個のタイミングにおけるマッチト・フィルタ131の出力が合成パス選択部

133で選択され、選択されたX個のマッチト・フィルタ131の出力は重み係数制御部205の出力のそれぞれのタイミングに対する重み係数と乗算される。選択され、重み係数と乗算されたマッチト・フィルタ131の出力は、パイロット・シンボルを用いた絶対同期検波復調が行われ、加算器118より合成される(RAKE合成)。RAKE合成された信号はデインターリーブ回路122により誤りをランダム化されピタビ復号器123により復号され、データ再生部124において受信データが再生される。また、RAKE合成された信号はデータ判定部203によりデータ判定される。

【0083】誤差信号生成部204では、RAKE合成された信号と判定データとの差を算出し誤差信号(MSE)を生成する。重み係数制御部205では、誤差信号とパス選択タイミング検出部146において、検出されたX個のタイミングにおけるマッチト・フィルタ131からの逆拡散信号を用いてMMSE制御を行うことにより、検出されたタイミングに対する重み係数を決定する。さらに、X個の重み係数における最も大きな重み係数のタイミングを検出し、検出されたタイミングに対して $\pm k$ (k は自然数)個のタイミングに対する重み係数は0として次に大きな重み係数のタイミングを順次検出し全てのタイミングにおける重み係数を決定する。決定された重み係数が重み係数制御部205の出力となる。

【0084】図10に示したRAKE受信機では、マッチト・フィルタを用いて逆拡散された信号に対して、MMSE制御された重み係数により重み付けをした後RAKE合成する。そのため、遅延プロファイルの変動によりマルチパス数が増加した場合でも、有効なパスを効果的に合成することができる。

【0085】また、全てのタイミングにおける逆拡散信号の平均受信電力を測定し、測定結果からしきい値を設定し、しきい値以上の信号をRAKE合成することにより、雑音や干渉による影響をより低減することが可能となる。

【0086】(実施形態2および3を用いた受信装置の構成)図11に、本発明の実施形態2および3を用いた受信部構成の実施例を示す。

【0087】受信した拡散変調信号は低雑音増幅器103で増幅された後、IF周波数に周波数変換される。そしてAGC増幅器107によってフェージングに起因する振動変動を補償され、直交検波される。直交検波器109の出力ベースバンド信号はA/D変換器112、113でデジタル信号に変換される。デジタル値に変換された信号はタップ数 p gマッチト・フィルタ131により逆変換される。 s をチップ当りのオーバ・サンプリング数とすると $L (= pg \times s)$ 個のタイミングにおける逆拡散信号が出力される。

【0088】平均受信電力測定部134においてL個のタイミングにおけるそれぞれの平均信号電力が測定さ

れ、最小電力検出部141では、L個のタイミングにおける最小信号電力が検出される。しきい値制御部A144では検出された最小信号電力を用いてしきい値Aを求める。ここで、しきい値Aは雑音や干渉成分のみの信号を合成することを防ぐためのしきい値である。パス選択タイミング検出部146では、L個のタイミングにおける平均信号電力としきい値Aとを比較し、平均受信電力がしきい値A以上となるX個のタイミングを検出する。検出されたX個のタイミングにおけるマッチト・フィルタ131の出力が合成パス選択部133で選択され、選択されたマッチト・フィルタ131の出力はパイロット・シンボルを用いた絶対同期検波復調が行われ、復調された後、重み係数制御部205の出力のそれぞれのタイミングに対する重み係数と乗算される。

【0089】選択され、復調され、重み付けされたマッチト・フィルタ131の出力は、加算器118より合成される(RAKE合成)。RAKE合成された信号は、デインターリーブ回路122により誤りをランダム化され、ビタビ復号器123により復号され、データ再生部124において受信データが再生される。また、RAKE合成された信号はデータ判定部203によりデータ判定される。誤差信号生成部204ではRAKE合成された信号と判定データとの差を算出し誤差信号(MSE)を生成する。

【0090】重み係数制御部205では、誤差信号とパス選択タイミング検出部146において検出されたX個のタイミングにおけるマッチト・フィルタ131からの逆拡散信号を用いてMMSE制御を行うことにより、検出されたタイミングに対する重み係数を決定する。さらに、X個の重み係数における最も大きな重み係数のタイ

ミングを検出し、検出されたタイミングに対して $\pm k$ (k は自然数)個のタイミングに対する重み係数は0として次に大きな重み係数のタイミングを順次検出し全てのタイミングにおける重み係数を決定する。決定された重み係数が重み係数制御部205の出力となる。

【0091】図11に示したRAKE受信機では、図10に示したRAKE受信機と同様に、マッチト・フィルタを用いて逆拡散された信号に対して、MMSE制御された重み係数により重み付けをした後RAKE合成する。そのため、遅延プロファイルの変動によりマルチパス数が増加した場合でも、有効なパスを効果的に合成することができる。また、全てのタイミングにおける逆拡散信号の平均受信電力を測定し、測定結果からしきい値を設定して、しきい値以上の信号をRAKE合成することにより、雑音や干渉による影響をより低減することが可能となる。

【0092】(実施形態1および4を用いた受信装置の構成)図12に、本発明の実施形態1および実施形態4を用いた受信部構成の実施例を示す。

【0093】図12において、受信した拡散変調信号は

低雑音増幅器103で増幅された後、IF周波数に周波数変換される。そしてAGC増幅器107によってフェーディングに起因する振動変動を補償され、直交検波される。直交検波器109の出力ベースバンド信号はA/D変換器112、113でデジタル信号に変換される。デジタル値に変換された信号は、タップ数 pg のマッチト・フィルタ131により逆変換される。 s をチップ当りのオーバ・サンプリング数とすると $L (= pg \times s)$ 個のタイミングにおける逆拡散信号が出力される。L個のタイミングにおけるマッチト・フィルタ131の出力は、重み係数制御部205の出力のそれぞれのタイミングに対する重み係数と乗算される。重み係数と乗算されたマッチト・フィルタ131の出力に対して、パイロット・シンボルを用いた絶対同期検波復調が行われ、加算器118より合成される(RAKE合成)。RAKE合成された信号は、デインターリーブ回路122により誤りをランダム化されビタビ復号器123により復号され、データ再生部124において受信データが再生される。

【0094】また、RAKE合成された信号はデータ判定部203によりデータ判定される。誤差信号生成部204では、RAKE合成された信号と判定データとの差を算出し、誤差信号(MSE)を生成する。重み係数制御部205では、誤差信号とL個のタイミングにおけるマッチト・フィルタ131からの逆散信号を用いて、MMSE制御によりL個のタイミングに対する重み係数を決定する。さらに、L個の重み係数における最も大きな重み係数のタイミングを検出し、検出されたタイミングに対して $\pm k$ (k は自然数)個のタイミングに対する重み係数は0として、次に大きな重み係数のタイミングを順次検出し、全てのタイミングにおける重み係数を決定する。決定された重み係数が重み係数制御部205の出力となる。

【0095】MMSE制御を開始する際の重み係数の初期値は、次のように決定する。まず、平均受信電力測定部134においてL個のタイミングにおけるそれぞれの平均信号電力が測定され、最小電力検出部141および最大電力検出部142では、L個のタイミングにおける最小信号電力および最大信号電力が検出される。しきい値制御部A144では検出された最小信号電力を用いてしきい値Aを求める。また、しきい値制御部B145では検出された最大信号電力を用いてしきい値Bを求める。ここで、しきい値Aは雑音や干渉成分のみの信号を合成することを防ぐためのしきい値であり、しきい値Bは十分な信号電力を有する信号を選択するためのしきい値である。有効パス・タイミング検出部222では、L個のタイミングにおける平均信号電力としきい値Aと比較し、平均受信電力がしきい値A以上かつしきい値B以上となるY個のタイミングを検出する。初期重み係数設定部224では、有効パス・タイミング検出部222で検

出されたY個のタイミングにおける重み係数の初期値を1とし、それ以外のL-Y個のタイミングにおける重み係数の初期値を0と決定する。

【0096】図12に示したRAKE受信機では、マッチト・フィルタを用いて逆拡散された全てのタイミングにおける信号に対してMMSE制御された重み係数により重み付けをした後RAKE合成する。そのため、遅延プロファイルの変動によりマルチパス数が増加した場合でも、有効なパスを効果的に合成することができる。

【0097】また、MMSE制御による重み係数の初期値を決定しているため、MMSEの収束時間を低減できる。

【0098】（実施形態2および4を用いた受信装置の構成）図13に本発明の実施形態2および実施形態4を用いた受信部構成の実施例を示す。

【0099】図13において、受信した拡散変調信号は低雑音増幅器103で増幅された後、IF周波数に周波数変換される。そして、AGC増幅器107によってフェージングに起因する振動変動を補償され、直交検波される。直交検波器109の出力ベースバンド信号は、A/D変換器112、113でデジタル信号に変換される。デジタル値に変換された信号はタップ数p g マッチト・フィルタ131により逆変換される。sをチップ当りのオーバー・サンプリング数とするとL (= p g × s) 個のタイミングにおける逆拡散信号が出力される。L個のマッチト・フィルタ131の出力は復調部で復調された後、重み係数制御部205の出力のそれぞれのタイミングに対する重み係数と乗算される。重み付けされた重み係数制御部205の出力は復調部でパイロット・シンボルを用いた絶対同期検波復調が行われ、加算器118より合成される(RAKE合成)。RAKE合成された信号はデインターリーブ回路122により誤りをランダム化されビタビ復号器123により復号され、データ再生部124において受信データが再生される。また、RAKE合成された信号はデータ判定部203によりデータ判定される。誤差信号生成部204ではRAKE合成された信号と判定データとの差を算出し誤差信号(MSE)を生成する。重み係数制御部205では誤差信号とL個のタイミングにおけるマッチト・フィルタ131からの逆拡散信号を用いてMMSE制御によりL個のタイミングに対する重み係数を決定する。

【0100】さらに、L個の重み係数における最も大きな重み係数のタイミングを検出し、検出されたタイミングに対して±k (kは自然数) 個のタイミングに対する重み係数は0として次に大きな重み係数のタイミングを順次検出し全てのタイミングにおける重み係数を決定する。

【0101】決定された重み係数が重み係数制御部205の出力となる。MMSE制御を開始する際の重み係数の初期値は、次のように決定する。まず、平均受信電力

測定部においてL個のタイミングにおけるそれぞれの平均信号電力が測定され、最小電力検出部および最大電力検出部では、L個のタイミングにおける最小信号電力および最大信号電力が検出される。しきい値制御部Aでは検出された最小信号電力を用いてしきい値Aを求める。また、しきい値制御部Bでは検出された最大信号電力を用いてしきい値Bを求める。ここで、しきい値Aは雑音や干渉成分のみの信号を合成することを防ぐためのしきい値で、しきい値Bは十分な信号電力を有する信号を選択するためのしきい値である。有効パス・タイミング検出部では、L個のタイミングにおける平均信号電力としきい値を比較し、平均受信電力がしきい値A以上かつしきい値B以上となるY個のタイミングを検出する。

【0102】初期重み係数設定部では有効パス・タイミング検出部で検出されたY個のタイミングにおける重み係数の初期値を1とし、それ以外のL-Y個のタイミングにおける重み係数の初期値を0と決定する。

【0103】図13に示したRAKE受信機では、図12に示したRAKE受信機と同様に、マッチト・フィルタを用いて逆拡散された全てのタイミングにおける信号に対してMMSE制御された重み係数により重み付けをした後RAKE合成する。そのため、遅延プロファイルの変動によりマルチパス数が増加した場合でも、有効なパスを効果的に合成することができる。

【0104】また、MMSE制御による重み係数の初期値を決定しているため、MMSEの収束時間を低減できる。

【0105】（実施形態1および5を用いた受信装置の構成）図14に実施形態1および5を用いた受信部構成の実施例を示す。

【0106】図14において、受信した拡散変調信号は低雑音増幅器103で増幅された後、IF周波数に周波数変換される。そして、AGC増幅器107によってフェージングに起因する振動変動を補償され、直交検波される。直交検波器109の出力ベースバンド信号はA/D変換器112、113でデジタル信号に変換される。デジタル値に変換された信号は、タップ数p g マッチト・フィルタ131により逆変換される。sをチップ当りのオーバー・サンプリング数とするとL (= p g × s) 個のタイミングにおける逆拡散信号が出力される。

【0107】平均受信電力測定部134においてL個のタイミングにおけるそれぞれの平均信号電力が測定され、最小電力検出部141では、L個のタイミングにおける最小信号電力が検出される。しきい値制御部A144では検出された最小信号電力を用いてしきい値Aを求める。ここで、しきい値Aは雑音や干渉成分のみの信号を合成することを防ぐためのしきい値である。パス選択タイミング検出部146では、L個のタイミングにおける平均信号電力としきい値Aとを比較し、平均受信電力がしきい値A以上となるX個のタイミングを検出する。

検出されたX個のタイミングにおけるマッチト・フィルタ131の出力は、重み係数制御部205の出力のそれぞれのタイミングに対する重み係数と乗算される。選択されたマッチト・フィルタ131の出力は、パイロット・シンボルを用いた絶対同期検波復調が行われ、加算器118より合成される(RAKE合成)。RAKE合成された信号はデインターリーブ回路122により誤りをランダム化されビタビ復号器123により復号され、データ再生部124において受信データが再生される。

【0108】また、RAKE合成された信号はデータ判定部203によりデータ判定される。誤差信号生成部204ではRAKE合成された信号と判定データとの差を算出し誤差信号(MSE)を生成する。重み係数制御部205では、誤差信号とX個のタイミングにおけるマッチト・フィルタ131からの逆拡散信号を用いてMMSE制御によりX個のタイミングに対する重み係数を決定する。さらに、X個の重み係数における最も大きな重み係数のタイミングを検出し、検出されたタイミングに対して $\pm k$ (k は自然数)個のタイミングに対する重み係数は0として、次に大きな重み係数のタイミングを順次検出し、全てのタイミングにおける重み係数を決定する。決定された重み係数が重み係数制御部205の出力となる。MMSE制御を開始する際の重み係数の初期値は、次のように決定する。まず、平均受信電力測定部においてL個のタイミングにおけるそれぞれの平均信号電力が測定され、最小電力検出部および最大電力検出部では、L個のタイミングにおける最小信号電力および最大信号電力が検出される。しきい値制御部A144では検出された最小信号電力を用いてしきい値Aを求める。また、しきい値制御部B145では検出された最大信号電力を用いてしきい値Bを求める。ここで、しきい値Aは雑音や干渉成分のみの信号を合成することを防ぐためのしきい値であり、しきい値Bは十分な信号電力を有する信号を選択するためのしきい値である。

【0109】有効パス・タイミング検出部222では、L個のタイミングにおける平均信号電力としきい値と比較し、平均受信電力がしきい値A以上かつしきい値B以上となるY個のタイミングを検出する。初期重み係数設定部224では有効パス・タイミング検出部222で検出されたY個のタイミングにおける重み係数の初期値を1とし、それ以外のL-Y個のタイミングにおける重み係数の初期値を0と決定する。

【0110】図14に示された受信装置においては、マッチト・フィルタを用いて逆拡散された信号に対して、MMSE制御された重み係数により重み付けをした後RAKE合成する。そのため、遅延プロファイルの変動によりマルチパス数が増加した場合でも、有効なパスを効果的に合成することができる。

【0111】また、全てのタイミングにおける逆拡散信号の平均受信電力を測定し、測定結果からしきい値を設

定し、しきい値以上の信号をRAKE合成することにより、雑音や干渉による影響をより低減することができる。

【0112】その上、MMSE制御による重み係数の初期値を決定しているため、MMSEの収束時間を低減できる。

【0113】(実施形態2および5を用いた受信装置の構成)図15に、本発明の実施形態2および5を用いた受信部構成の実施例を示す。

【0114】図15において、受信した拡散変調信号は低雑音増幅器103で増幅された後、IF周波数に周波数変換される。そしてAGC増幅器107によってフェーディングに起因する振動変動を補償され、直交検波される。直交検波器109の出力ベースバンド信号はA/D変換器112、113でデジタル信号に変換される。デジタル値に変換された信号はチップ数 p gマッチト・フィルタ131により逆変換される。 s をチップ当りのオーバ・サンプリング数とすると $L (= pg \times s)$ 個のタイミングにおける逆拡散信号が出力される。

【0115】平均受信電力測定部134においてL個のタイミングにおけるそれぞれの平均信号電力が測定され、最小電力検出部141では、L個のタイミングにおける最小信号電力が検出される。しきい値制御部A144では検出された最小信号電力を用いてしきい値Aを求める。ここで、しきい値Aは雑音や干渉成分のみの信号を合成することを防ぐためのしきい値である。

【0116】パス選択タイミング検出部では、L個のタイミングにおける平均信号電力としきい値Aとを比較し、平均受信電力がしきい値A以上となるX個のタイミングを検出する。検出されたX個のタイミングにおけるマッチト・フィルタ131の出力が合成パス選択部で選択され、選択されたマッチト・フィルタ131の出力は復調部で復調された後、重み係数制御部205の出力のそれぞれのタイミングに対する重み係数と乗算される。重み付けされた重み係数制御部205の出力は復調部でパイロット・シンボルを用いた絶対同期検波復調が行われ、加算器118より合成される(RAKE合成)。RAKE合成された信号はデインターリーブ回路122により誤りをランダム化されビタビ復号器123により復号され、データ再生部124において受信データが再生される。

【0117】また、RAKE合成された信号はデータ判定部203によりデータ判定される。誤差信号生成部204ではRAKE合成された信号と判定データとの差を算出し誤差信号(MSE)を生成する。重み係数制御部205では誤差信号とX個のタイミングにおけるマッチト・フィルタ131からの逆拡散信号を用いてMMSE制御によりX個のタイミングに対する重み係数を決定する。さらに、X個の重み係数における最も大きな重み係数のタイミングを検出し、検出されたタイミングに対し

て±k (kは自然数) 個のタイミングに対する重み係数は0として次に大きな重み係数のタイミングを順次検出し全てのタイミングにおける重み係数を決定する。決定された重み係数が重み係数制御部205の出力となる。

【0118】MMSE制御を開始する際の重み係数の初期値は、次のように決定する。まず、平均受信電力測定部134においてL個のタイミングにおけるそれぞれの平均信号電力が測定され、最小電力検出部141および最大電力検出部142では、L個のタイミングにおける最小信号電力および最大信号電力が検出される。しきい値制御部A144では検出された最小信号電力を用いてしきい値Aを求める。また、しきい値制御部B145では検出された最大信号電力を用いてしきい値Bを求める。ここで、しきい値Aは雑音や干渉成分のみの信号を合成することを防ぐためのしきい値で、しきい値Bは十分な信号電力を有する信号を選択するためのしきい値である。有効パス・タイミング検出部222では、L個のタイミングにおける平均信号電力としきい値Aとを比較し、平均受信電力がしきい値A以上かつしきい値B以上となるY個のタイミングを検出する。初期重み係数設定部224では有効パス・タイミング検出部で検出されたY個のタイミングにおける重み係数の初期値を1とし、それ以外のL-Y個のタイミングにおける重み係数の初期値を0と決定する。

【0119】図15に示された受信装置においては、図14に示された受信装置と同様に、マッチト・フィルタを用いて逆拡散された信号に対して、MMSE制御された重み係数により重み付けをした後RAKE合成する。そのため、遅延プロファイルの変動によりマルチパス数が増加した場合でも、有効なパスを効果的に合成することができる。

【0120】また、全てのタイミングにおける逆拡散信号の平均受信電力を測定し、測定結果からしきい値を設定し、しきい値以上の信号をRAKE合成することにより、雑音や干渉による影響をより低減することができる。

【0121】その上、MMSE制御による重み係数の初期値を決定しているため、MMSEの収束時間を低減できる。

【0122】なお、上述の受信装置の構成は例示であり、いろいろな実施形態の組合せ等がある。

【0123】

【発明の効果】以上、本発明のRAKE受信機では、マッチト・フィルタを用いて逆拡散された全てのタイミングにおける信号に対してMMSE制御された重み係数により重み付けをした後RAKE合成する。そのため、遅延プロファイルの変動によりマルチパス数が増加した場合でも、有効なパスを効果的に合成することができる。

【0124】また、全てのタイミングにおける逆拡散信号の平均受信電力を測定し、その最小値からしきい値を

決定し、しきい値以上の逆拡散信号のみをRAKE合成の候補としている。このため、雑音や干渉成分のみの信号を合成することによる影響を低減することができる。

【0125】そして、全てのタイミングにおける平均受信電力の最小値および最大値からしきい値を決定し、受信電力が2つのしきい値以上のタイミングに対する重み係数の初期値を1としている。そのため、MMSEの収束時間を短縮することができる。

【0126】これらの構成は、特にチップレートが高速な、すなわち広帯域DS-CDMAに対してRAKEによる時間ダイバーシチ効果による受信品質の特性改善を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施形態1の構成を示すブロック図である。

【図2】本発明の実施形態2の構成を示すブロック図である。

【図3】本発明の実施形態3の構成を示すブロック図である。

【図4】本発明の実施形態4の構成を示すブロック図である。

【図5】本発明の実施形態5の構成を示すブロック図である。

【図6】本発明の重み係数制御の例を示す図である。

【図7】本発明の他の重み係数制御の例を示す図である。

【図8】本発明の実施形態1を用いたDS-CDMA受信機の構成を示すブロック図である。

【図9】本発明の実施形態2を用いたDS-CDMA受信機の構成を示すブロック図である。

【図10】本発明の実施形態1および3を用いたDS-CDMA受信機の構成を示すブロック図である。

【図11】本発明の実施形態2および3を用いたDS-CDMA受信機の構成を示すブロック図である。

【図12】本発明の実施形態1および4を用いたDS-CDMA受信機の構成を示すブロック図である。

【図13】本発明の実施形態2および4を用いたDS-CDMA受信機の構成を示すブロック図である。

【図14】本発明の実施形態1および5を用いたDS-CDMA受信機の構成を示すブロック図である。

【図15】本発明の実施形態2および5を用いたDS-CDMA受信機の構成を示すブロック図である。

【図16】従来のスライディング相関器を用いたDS-CDMA受信機の構成を示すブロック図である。

【図17】従来のマッチト・フィルタを用いたDS-CDMA受信機の構成を示すブロック図である。

【図18】従来のマッチト・フィルタを用いたDS-CDMA受信機の構成を示すブロック図である。

【図19】フレーム構成の例を示す図である。

【符号の説明】



(16)

特開平11-186991

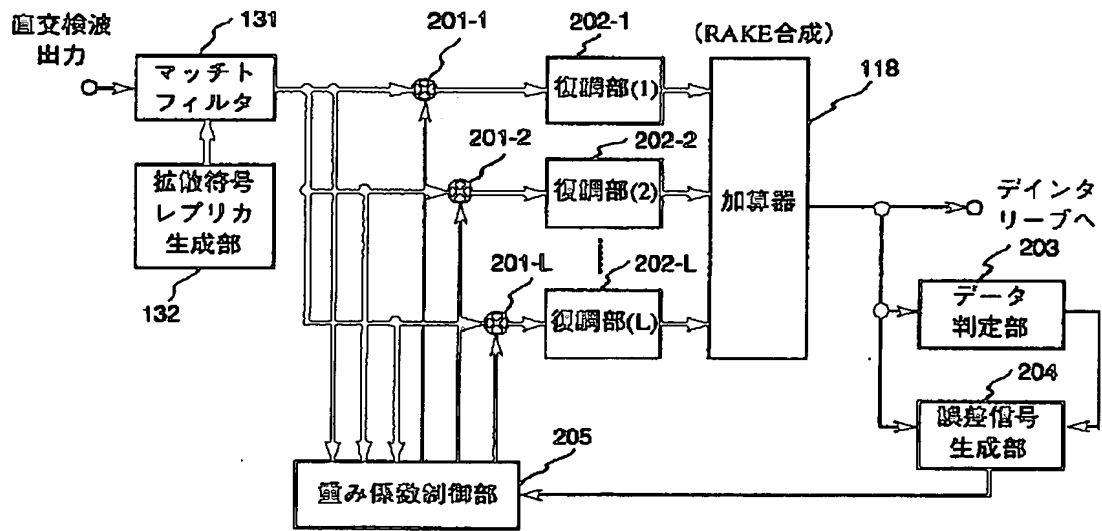
29

30

- 101 アンテナ
- 102, 106 バンドパス・フィルタ
- 103 低雑音増幅器
- 104 混合器
- 105 発振器
- 107 自動利得制御増幅器 (AGC増幅器)
- 108 包絡線検波器
- 109 直交検波器
- 110, 111 ローパス・フィルタ
- 112, 113 A/D変換器
- 116 チャンネル推定部
- 117 乗算器
- 118 加算器 (RAKE合成器)
- 122 デインタリーブ回路
- 123 ビタビ復号器
- 124 データ再生部

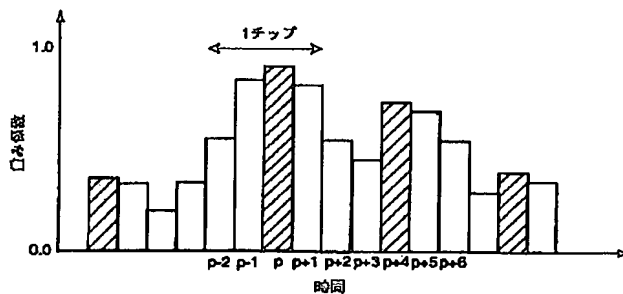
- * 131 マッチト・フィルタ
- 132 拡散符号レプリカ生成部
- 133 合成パス選択部
- 134 平均信号電力測定部
- 141 最小電力検出部
- 142 最大電力検出部
- 144 しきい値制御部A
- 145 しきい値制御部B
- 201 乗算器
- 10 202 復調部
- 203 データ判定部
- 204 誤差信号生成部
- 205 重み係数制御部
- 210 重み係数乗算および復調部
- 222 有効パス・タイミング検出部
- * 224 初期重み係数制御部

【図1】

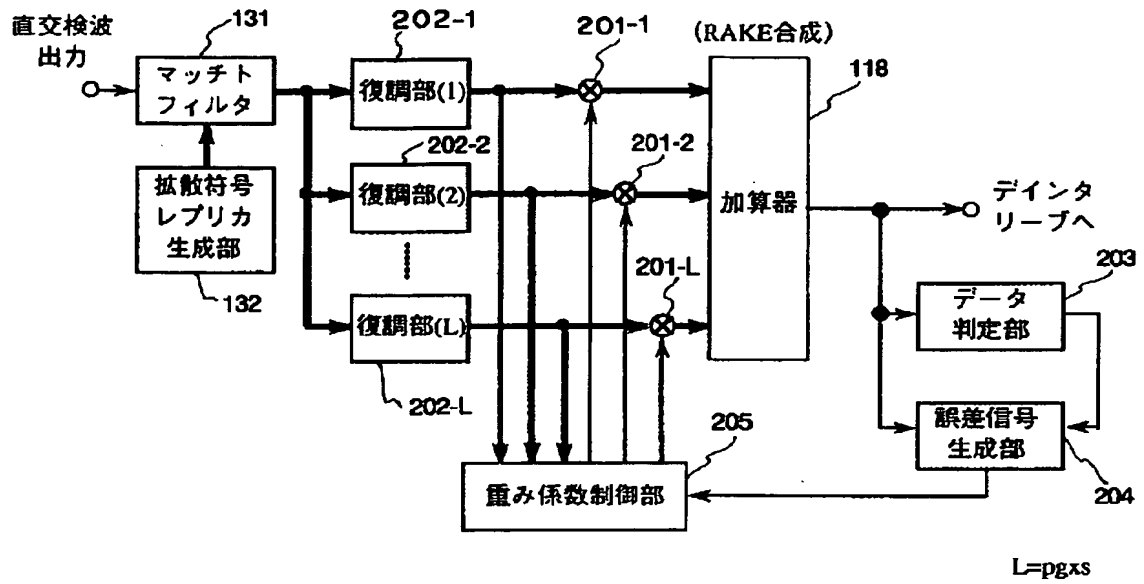


$$L = pgxs$$

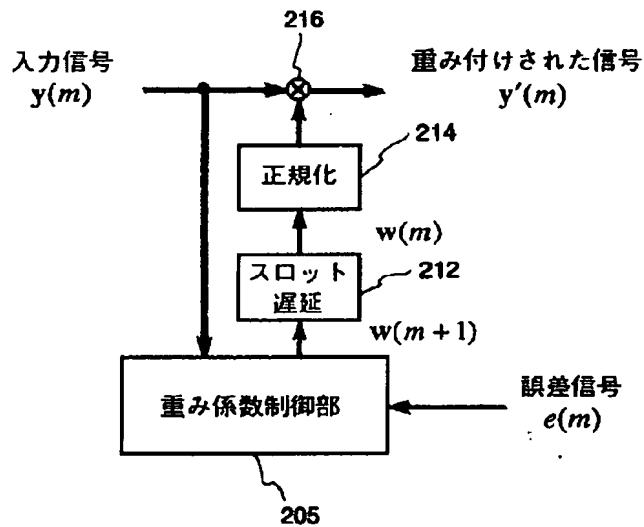
【図7】



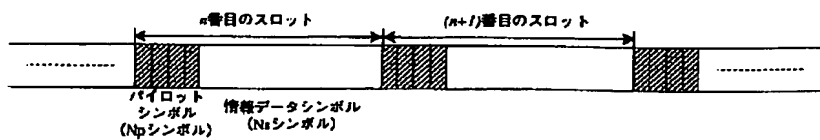
【図2】



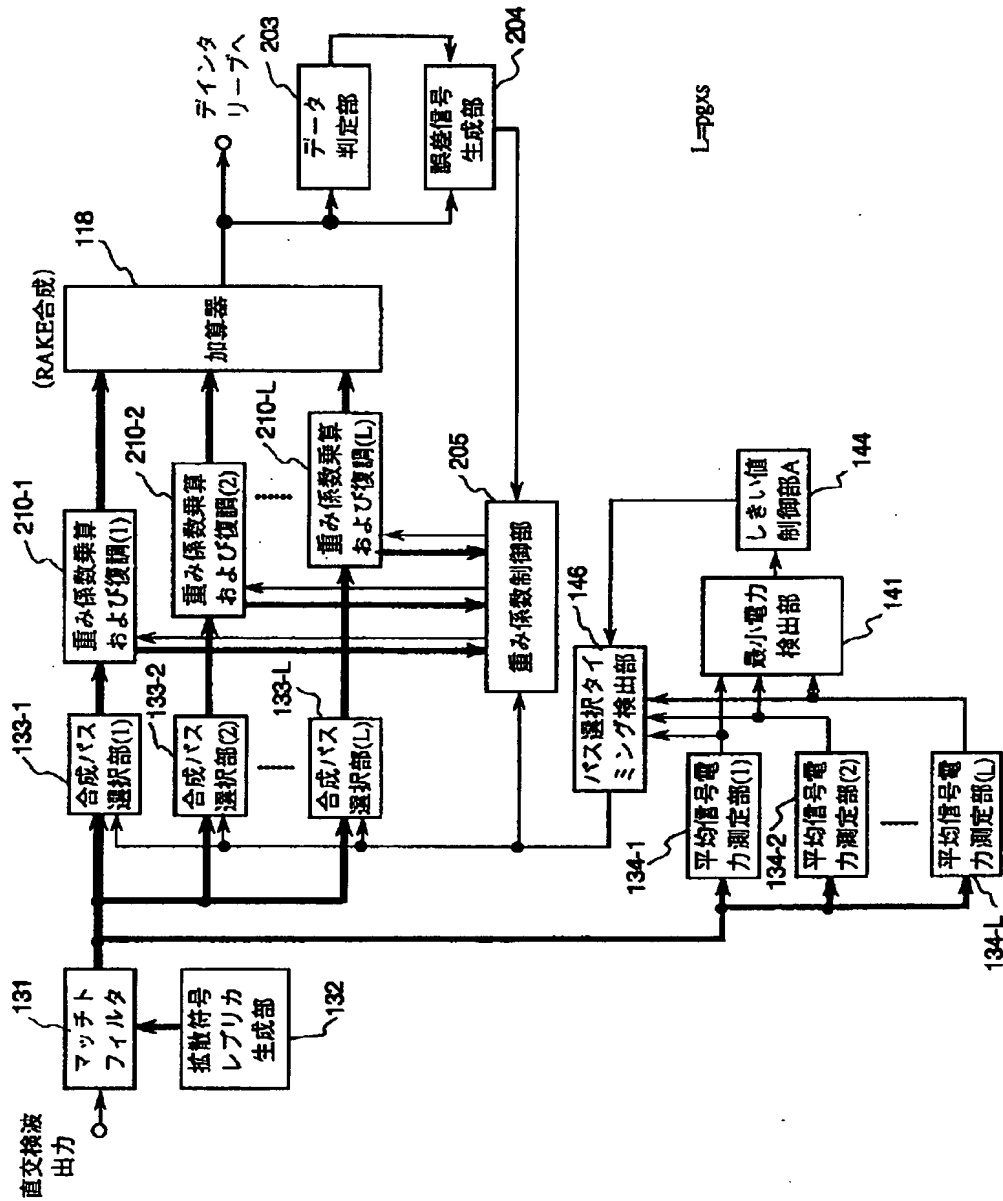
【図6】



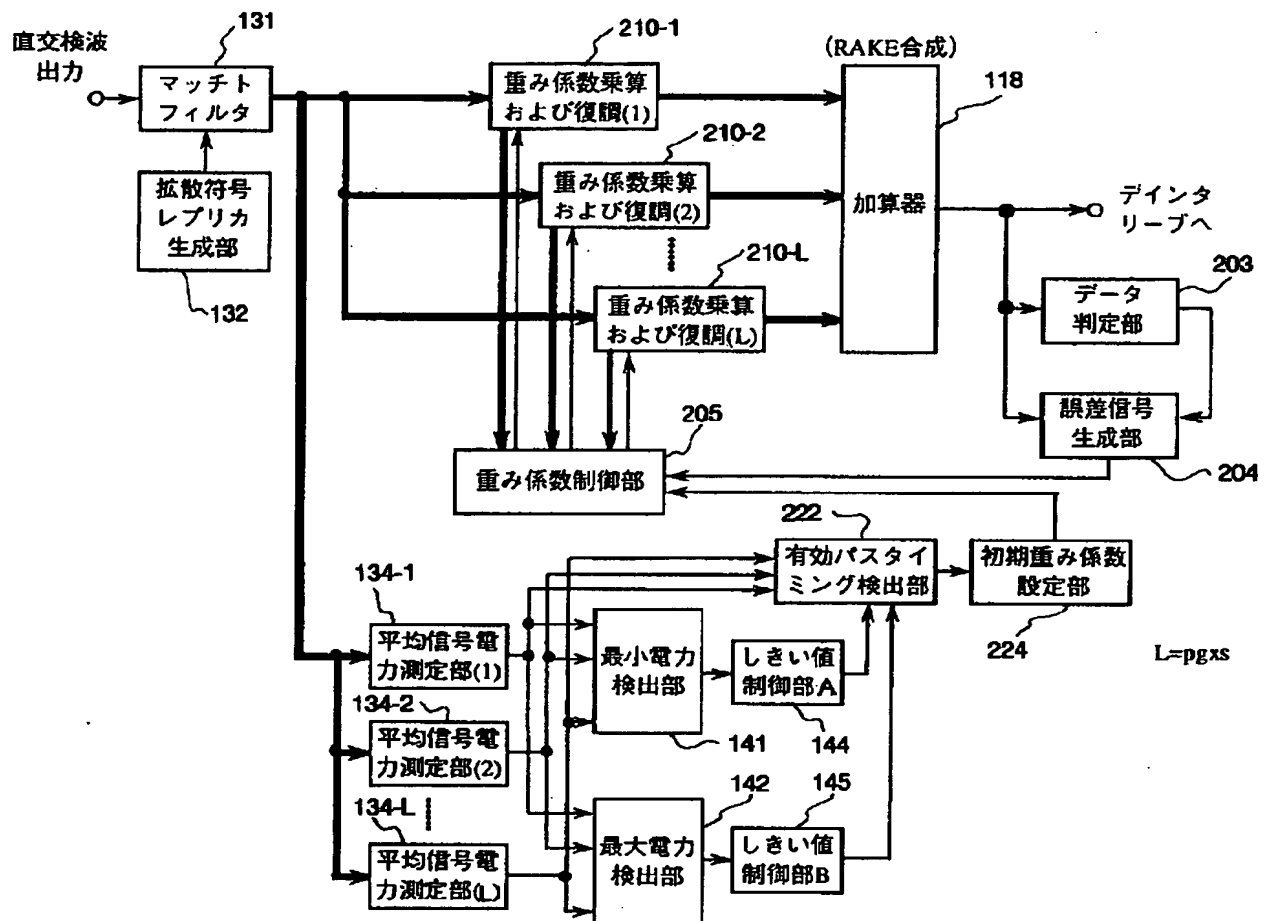
【図19】



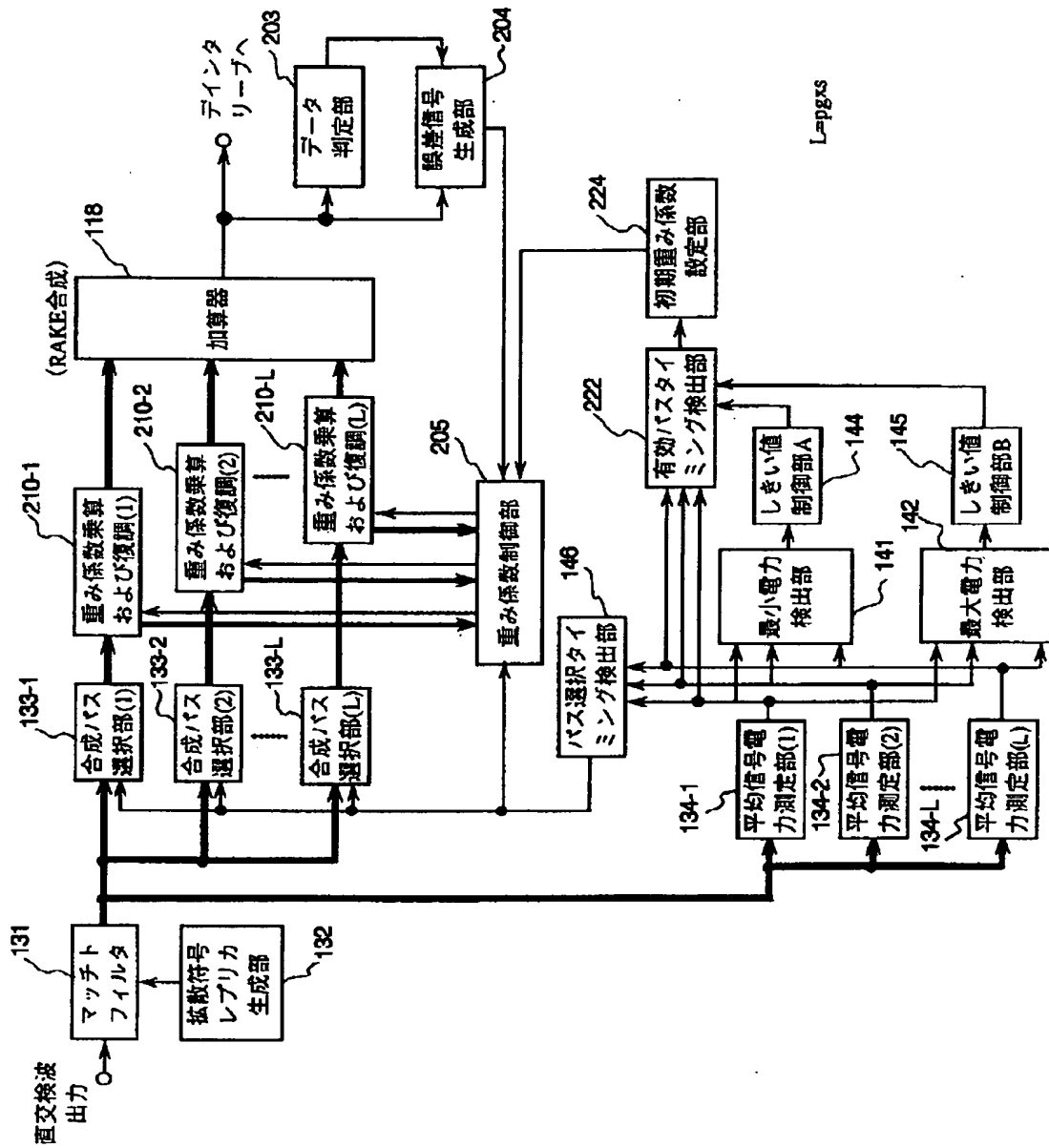
【図3】



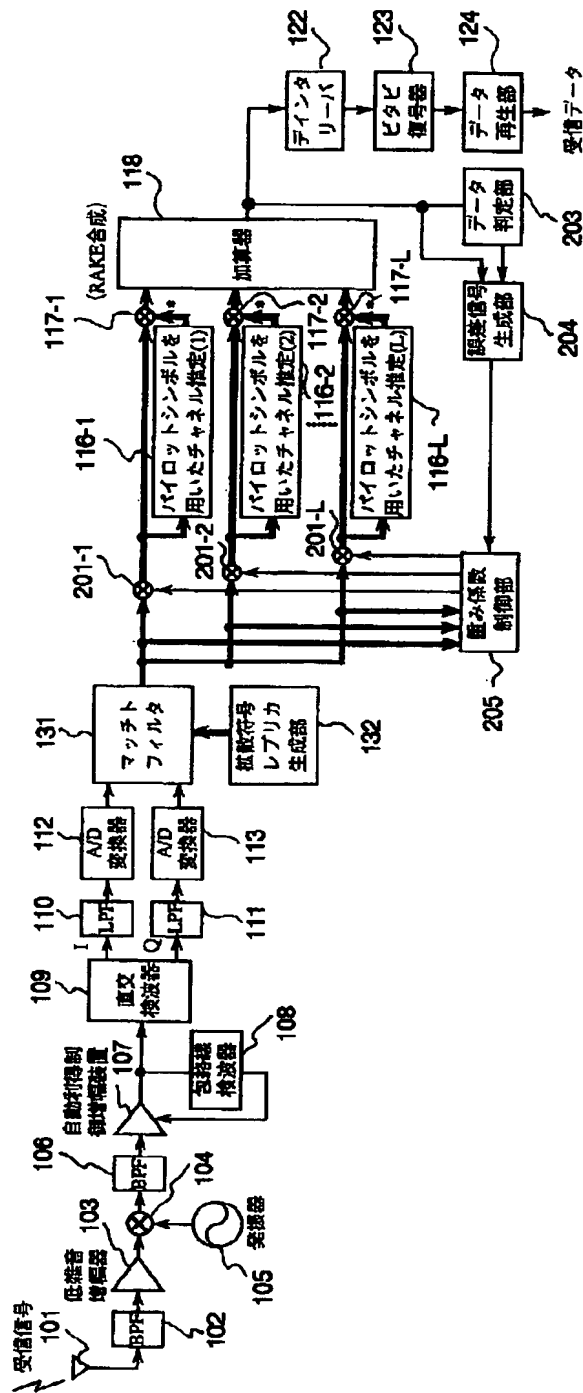
【図4】



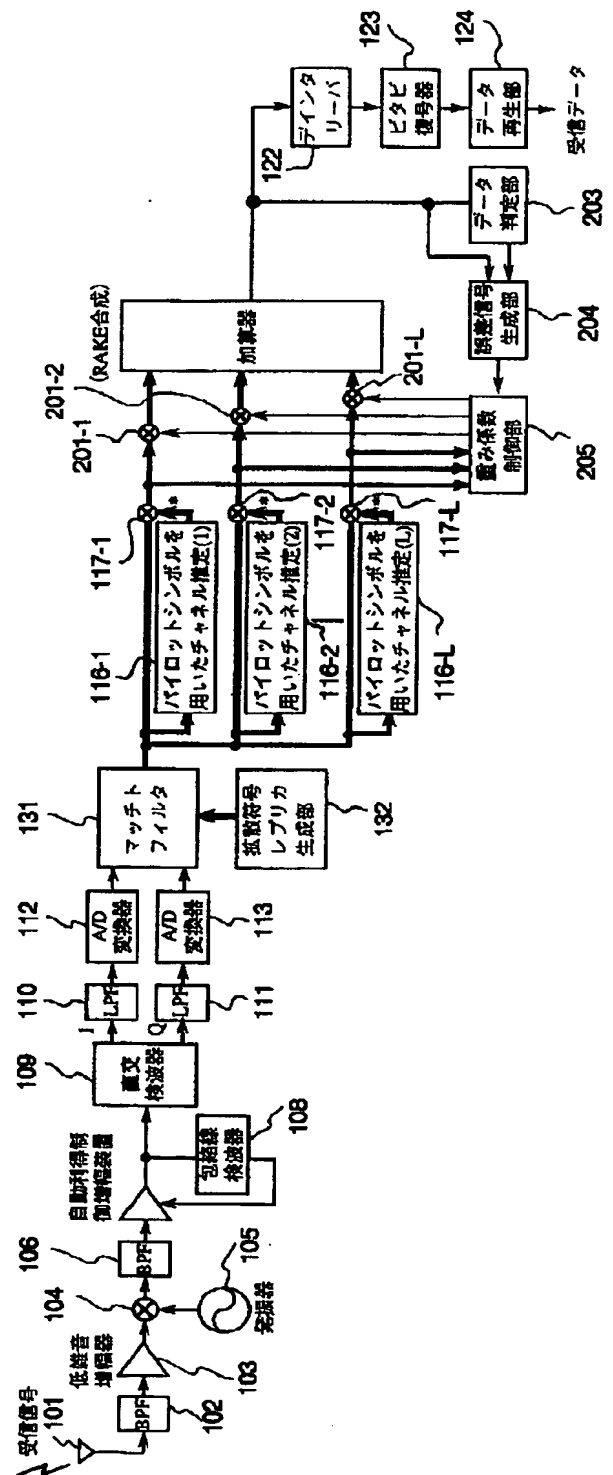
L=pgxs



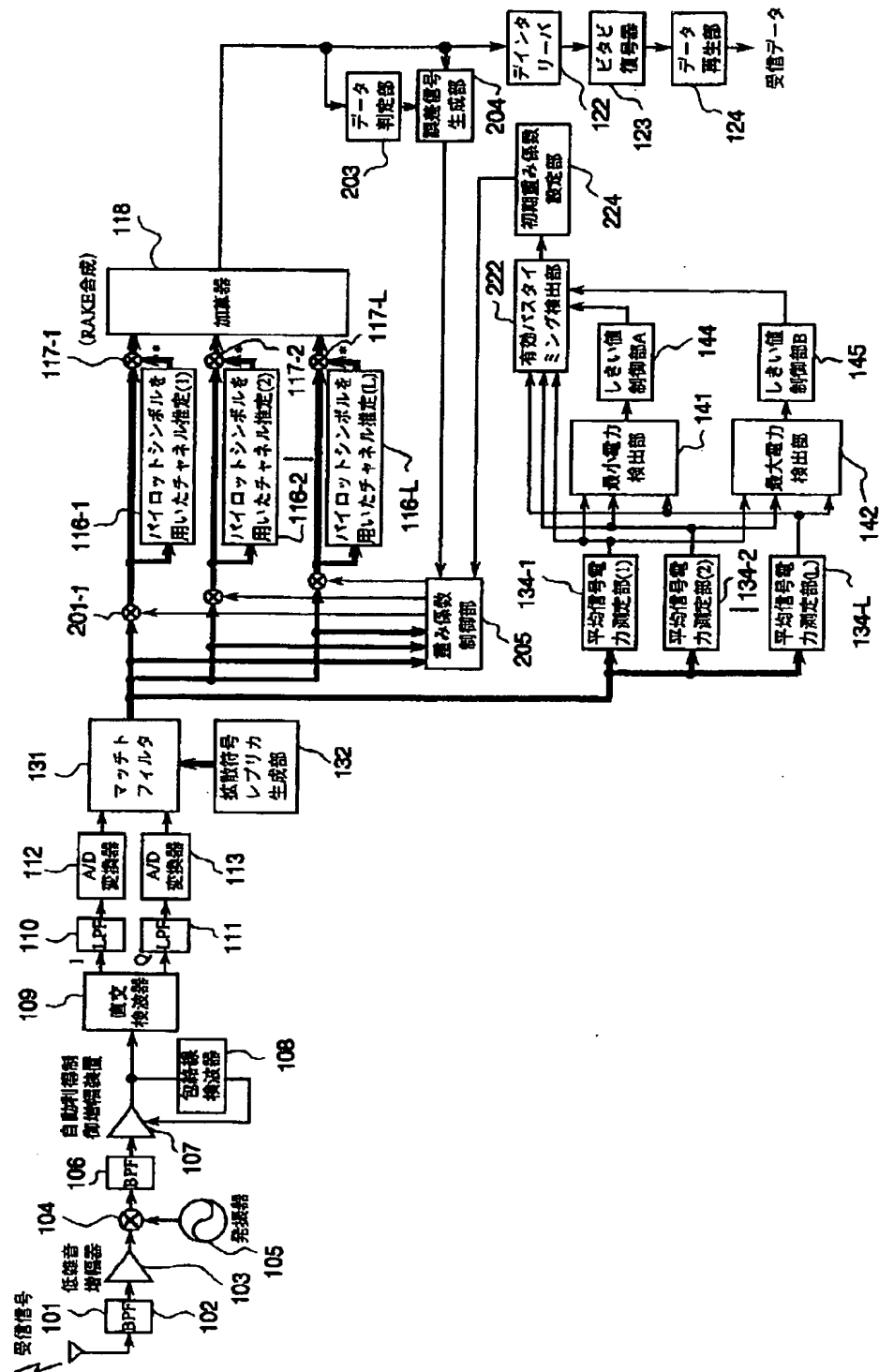
【図8】



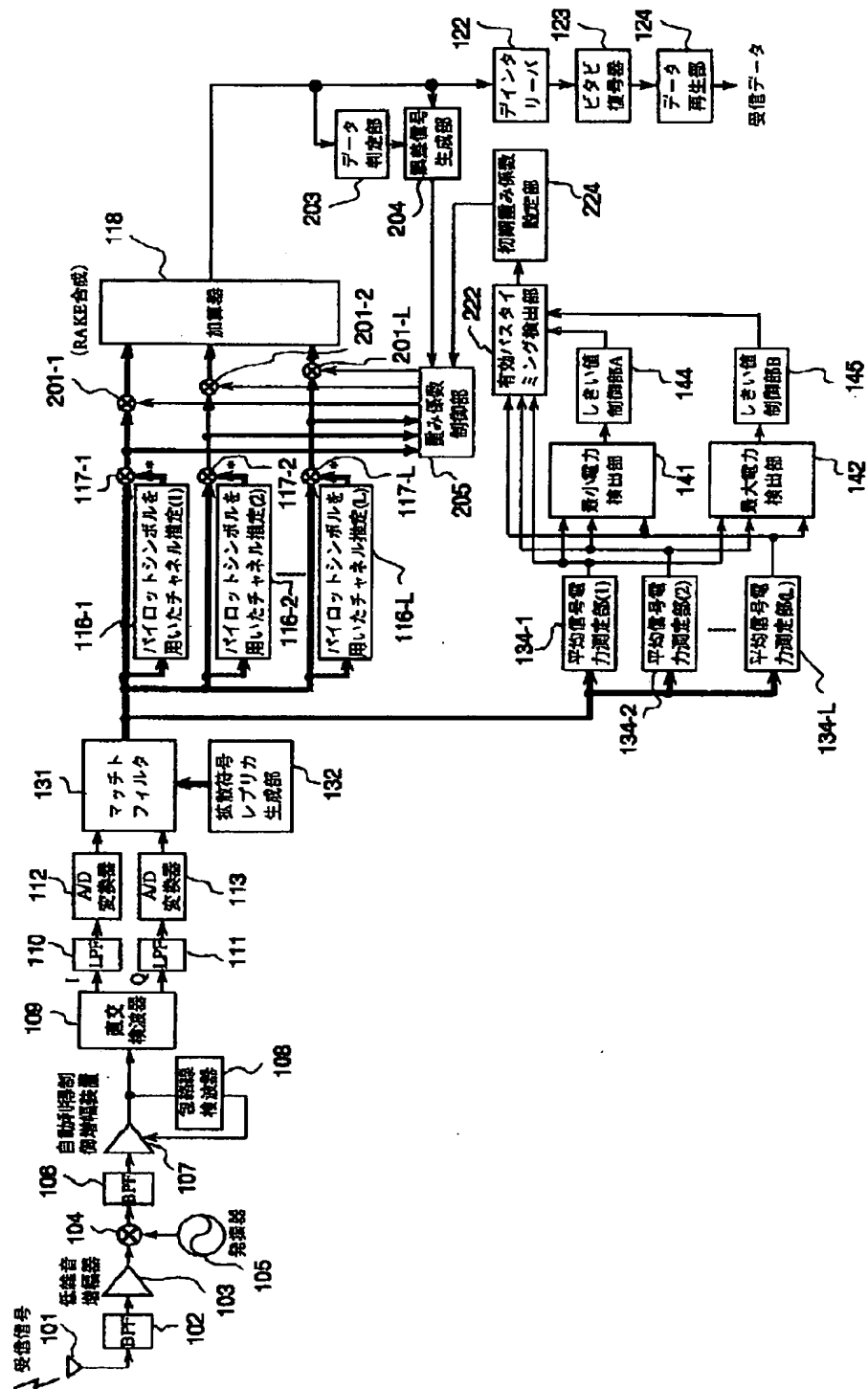
【図9】



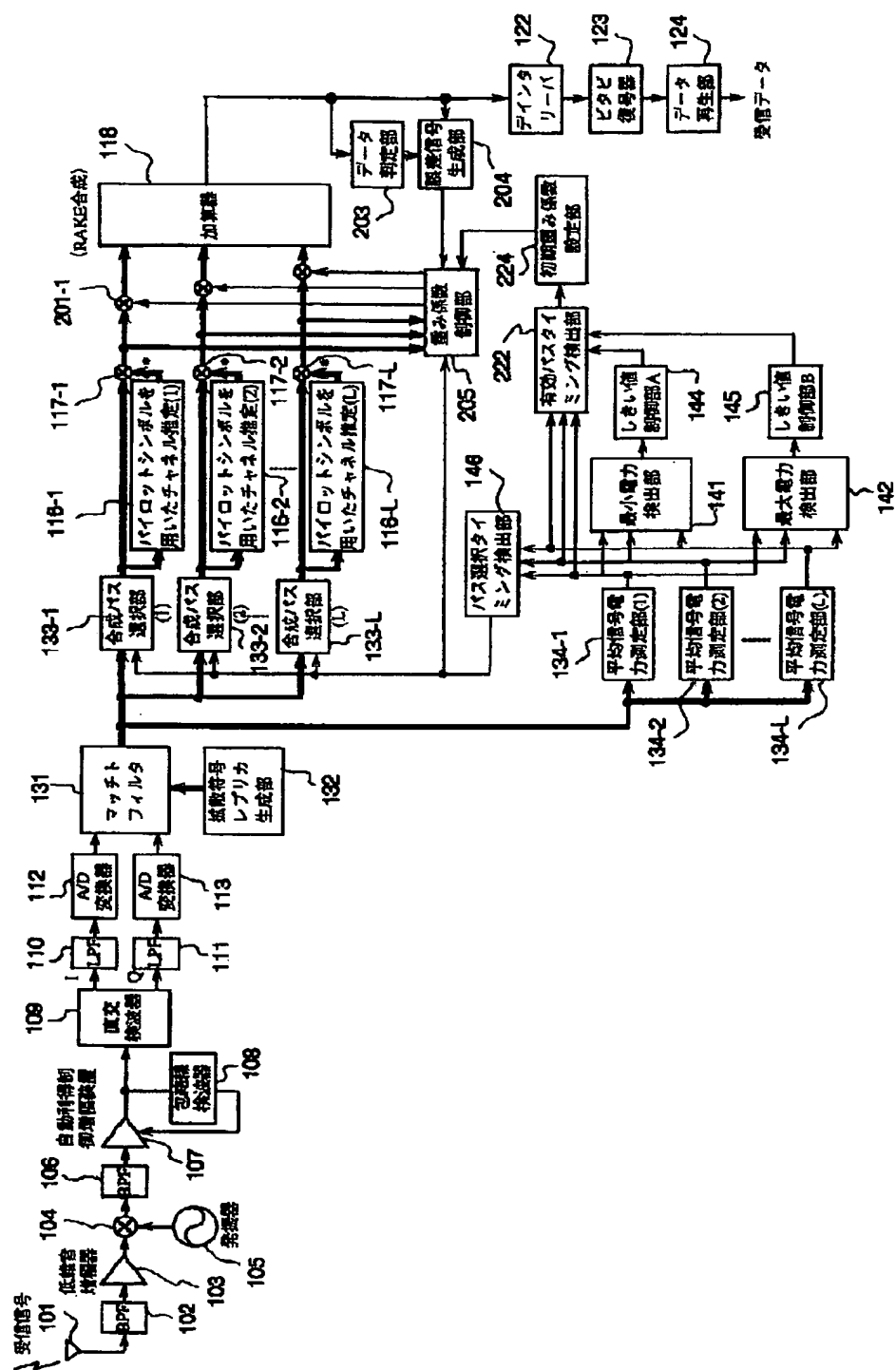
【図 12】



【図13】



【图 15】



【図16】

